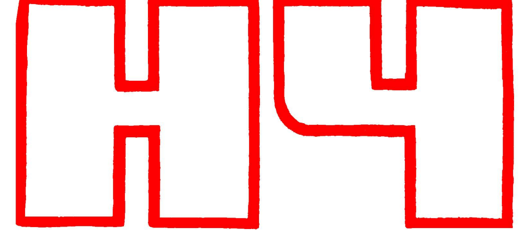


В. Ф. ЕСАКОВ
И. Г. КУДРИН
М. М. ШНОЛЬ



Автоматическая регулировка усиления в усилителях НЧ



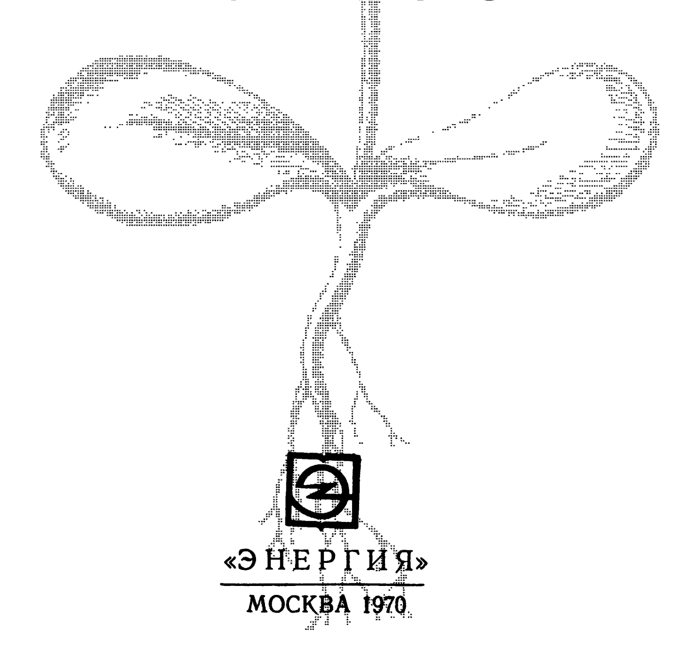


МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 752

В. Ф. ЕСАКОВ, И. Г. КУДРИН, М. М. ШНОЛЬ

АВТОМАТИЧЕСКАЯ РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ В УСИЛИТЕЛЯХ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ



«ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА 1970

6Ф2.12
Е 81
УДК 621.375.1

Есаков В. Ф. и др.

Е 81 Автоматическая регулировка усиления в усилителях низкой частоты. М., «Энергия», 1970.

80 с. с илл. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 752).

Перед загл. авт.: В. Ф. Есаков, И. Г. Кудрин, М. М. Шноль.

Рассматриваются принципы работы, типы и области применения авторегуляторов в низкочастотных цепях.

Предназначена для широкого круга радиолюбителей, но может быть полезна для студентов и специалистов, работающих в области радиовещания, звукозаписи, связи.

3-4-5 / 334-69 — 6Ф2.12

Есаков Виктор Филиппович, Кудрин Игорь Григорьевич, Шноль Маркус Моисеевич

Автоматическая регулировка усиления в усилителях низкой частоты

Редактор *Л. М. Коношенко*

Обложка художника *А. А. Иванова*

Технический редактор *М. П. Осипова* Корректор *А. К. Улегова*

Сдано в набор 25/III 1970 г. Подписано к печати 7/IX 1970 г. Т-12574
Формат 84×108$^{1}/_{32}$ Бумага типографская № 2
Усл. печ. л. 4,2 Уч.-изд. л. 5,54
Тираж 50 000 экз. Цена 23 коп. Зак. 1145

Издательство „Энергия". Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Московская типография № 10 Главполиграфпрома Комитета по печати при Совете Министров СССР. Шлюзовая наб., 10.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Развитие современной электроники и повышение требований к качественным и эксплуатационным показателям аппаратуры привели к тому, что не только в профессиональной, но и в бытовой аппаратуре применяется все большее число автоматических устройств. Достаточно вспомнить об оснащенности автоматикой телевизионного приемника (автоматическая регулировка усиления, автоматическая регулировка яркости, автоматическая подстройка частоты гетеродина, частоты строк и т. д.). Каждый радиолюбитель знаком с автоматической регулировкой усиления в высокочастотном тракте радиовещательных приемников, причем характеристики системы АРУ являются одними из важнейших параметров приемника.

Автоматическая регулировка уровня низкочастотного звукового сигнала применялась до недавнего времени лишь в профессиональном звуковом вещании и звукозаписи, однако она все чаще применяется и в бытовой аппаратуре, что связано с повышением требований к качеству звуковоспроизведения и удобству в обращении с аппаратами.

Достаточно вспомнить, как трудно бывает иногда неопытному радиолюбителю подобрать правильный уровень записи при работе с микрофоном; небольшая ошибка в регулировке уровня может привести к перегрузке (перемодуляции) ленты и ухудшению качества записи из-за искажений. Применение автоматического регулятора уровня в магнитофоне позволит избежать таких ошибок и упростить эксплуатацию магнитофона.

Применение сжатия динамического диапазона на передающей стороне, необходимое из-за ограниченных возможностей техники передачи, несколько нарушает точность звукопередачи, искажает динамический рисунок, т. е. громкостные соотношения натурального звучания. Применение автоматического расширителя динамического диапазона в аппаратуре у радиослушателя может значительно улучшить качество звучания музыкальных программ.

Однако приведенными примерами не исчерпывается область применения описываемых устройств. Звукозапись, озвучение фильмов, любительская радиосвязь — в каждой из этих областей радиолюбительства могут найти применение автоматические регуляторы уровня НЧ сигнала с разнообразными техническими данными и возможностями в зависимости от выполняемых задач.

Применение авторегуляторов целесообразно прежде всего в сочетании с высококачественной электроакустической аппаратурой.

В данной брошюре уделяется большое внимание схемам, обладающим высокими качественными показателями, несмотря на то,

что они иногда превосходят по сложности обычные. Анализируются различные методы регулировки и схемные решения с точки зрения вносимых искажений. Уделяется большое внимание профессиональным устройствам, что может заинтересовать квалифицированных радиолюбителей.

Авторы

Глава первая

ТИПЫ АВТОМАТИЧЕСКИХ РЕГУЛЯТОРОВ НИЗКОЧАСТОТНОГО СИГНАЛА И ОБЛАСТИ ИХ ПРИМЕНЕНИЯ

Области применения различных типов авторегуляторов

Среди большого числа различных видов низкочастотных сигналов, используемых в технике (измерительные сигналы, шумы, сигналы передачи различной информации), нас прежде всего интересует радиовещательный сигнал. Это понятие объединяет сигналы речи и музыки, передаваемые по радио, обрабатываемые в системах звукоусиления, и т. д.

Задачей системы звукопередачи является в большинстве случаев создание в конечном звене системы (у слушателя) звукового поля, которое бы по возможности меньше отличалось от первичного, или добиться «наилучшего» звучания при наличии различного рода искажений в системе передачи путем соответствующей обработки передаваемых сигналов.

Весь комплекс этих вопросов решается с помощью различных средств, значительную роль при этом играют автоматические регуляторы, описываемые в данной книге.

Одним из основных параметров вещательного сигнала является его динамический рисунок, т. е. распределение уровней звукового давления во времени.

В акустике звуковое давление p выражают в логарифмических единицах:

$$N = 20 \lg \frac{p}{p_0}, \ \textit{дб},$$

где $p_0 = 2 \cdot 10^{-5}$ *н/м*^{2} — звуковое давление, соответствующее порогу слышимости.

Динамический диапазон вещательного сигнала находится как логарифм отношения предельных (за время передачи данного отрывка или произведения в целом) значений звуковых давлений

$$D = 20 \lg \frac{p_{\text{макс}}}{p_{\text{мин}}}, \ \textit{дб}.$$

Динамический диапазон передачи можно представить также как разность предельных значений уровней звуковых давлений, т. е.

$$D = N_{\text{макс}} - N_{\text{мин}}.$$

Каждому мгновенному значению звукового давления в первичном и вторичном поле соответствуют мгновенные значения напряже-

ний в электрическом тракте передачи, причем эти величины пропорциональны друг другу, поскольку современные электроакустические преобразователи (в особенности микрофоны) обеспечивают высокую степень линейности преобразования. Поэтому для динамического диапазона сигнала в электрической части звукового тракта можно записать:

$$D = 20 \lg \frac{U_{\text{макс}}}{U_{\text{мин}}}, \text{ } дб.$$

Изменение среднего значения звукового давления во времени (динамика) является элементом выразительности звучания передачи (как музыки, так и речи). Поэтому с точки зрения качества звукопередачи сохранение естественного динамического диапазона является необходимым. Посмотрим, каковы значения динамического диапазона реальных источников звука и каковы возможности передачи натурального динамического диапазона через различные тракты.

Таблица 1

Тип исполнения	Динамический диапазон, *дб*
Симфонический оркестр	43—51
Солисты, хор и оркестр	70
Танцевальная музыка	30
Мужской хор	33—40
Пение (сопрано)	46
Рояль	42
Речь	45—60
Речь (информация)	25—35

В табл. 1 приведены усредненные данные некоторых типов передач, из которых видно, что имеются передачи как с небольшим диапазоном 25—30 *дб*, так и с довольно большим — до 60—70 *дб*.

В электроакустическом тракте существуют ограничения в передаче больших и малых уровней сигнала. Максимальная величина сигнала ограничена, например, мощностью используемых усилителей, предельно возможной модуляцией передатчика (100%), максимальной намагниченностью магнитной ленты и т. п. Превышение нормированного максимального уровня в тракте (перегрузка) вызывает значительный рост нелинейных искажений сигнала, а перегрузка мощных устройств (передатчиков, мощных усилителей) может вывести их из строя.

Минимальная величина сигнала, которую можно передать, ограничена уровнем помех (шумов) в тракте, причем в отличие от каналов телефонной связи, где допустим уровень помех, сравнимый с величиной полезного сигнала, для передачи художественных программ (речь, музыка) требуется, чтобы минимальный полезный сигнал превышал уровень шумов в 3—10 раз (10—20 *дб*).

В табл. 2 приведены усредненные данные по относительным уровням помех, которыми обладают различные устройства и тракты звукопередачи.

Таблица 2

Тип устройства, тракта	Относительный уровень помех, *дб*
Грамзапись	—50
Магнитная запись (профессиональная)	—60
Любительская магнитная запись	—30 ÷ —50
УКВ ЧМ-вещание	—60
АМ-вещание, хорошие условия приема	—50
АМ-вещание, средние условия приема	—30

Из сравнения данных табл. 1 и 2 видно, что передача натурального динамического диапазона с учетом требуемого перекрытия шумов через реальный тракт возможна только в УКВ ЧМ-вещании. Но и в этом случае не все слушатели останутся довольны передачей. Большую роль играют акустические условия в помещении, где ведется прослушивание. Условия, близкие к существующим в концертном зале, будут лишь в том случае, если есть возможность создавать высокие уровни звукового давления (с помощью высококачественной аппаратуры), а уровень собственных шумов помещения достаточно мал В жилых помещениях из-за несовершенства звукоизоляции стен и перекрытий уровень шума в среднем составляет 30—40 *дб* (относительно порога слышимости), а максимальный уровень звукового давления при прослушивании не может превышать 80—90 *дб*, чтобы не создавать больших помех соседям. Если при таких условиях попытаться передавать динамический диапазон 60—70 *дб*, то минимальные уровни будут перекрыты шумами, проникающими в комнату извне.

Также невозможна передача натурального динамического диапазона в кино. Если, например, создать нормальные условия прослушивания звукового сопровождения фильма с широким динамическим диапазоном для первых рядов кинозала (вблизи от громкоговорителей), то зрители, сидящие в последних рядах, отдельные места сопровождения не услышат. И наоборот, если, увеличив усиление, создать нормальные условия прослушивания для последних рядов, то в первых рядах громкость при передаче максимальных уровней окажется чрезмерной.

Таким образом, возникает задача сжатия динамического диапазона при записи и передаче речевых и музыкальных программ в радиовещании, звукозаписи, кино, телевидении и т. д , т. е. уменьшение больших уровней, опасных с точки зрения перегрузки, и передача малых сигналов, подверженных влиянию помех, с повышенным уровнем. В каналах радиовещания принят в качестве наибольшего динамический диапазон 40 *дб* (отношение максимальных и минимальных уровней 100 : 1).

Сжатие динамического диапазона может быть осуществлено как ручным способом (звукорежиссером), так и с помощью автоматических регуляторов. Наилучшее качество передачи получается при ручном сжатии. Не вдаваясь подробно в особенности звукорежиссерской работы, отметим, что звукорежиссер, используя некоторые свойства слуха (маскировка, адаптация), особенности программы и технические возможности аппаратуры, осуществляет регулировку таким

образом, что при субъективном восприятии в значительной мере сохраняются динамические контрасты, несмотря на уменьшение динамического диапазона, т. е. получается иллюзия сохранения естественной динамики.

В настоящее время ведутся работы по созданию авторегулятора, работающего подобно звукорежиссеру, однако они еще далеки от завершения, и качество программ, сжатых современными сжимателями, уступает качеству при ручной регулировке.

Основным преимуществом автоматических сжимателей следует считать то, что динамический диапазон исходного сигнала, прошедшего автоматическое сжатие, не потерян окончательно, его можно восстановить, пропустив сигнал через расширитель, амплитудная характеристика которого обратна характеристике сжимателя. Такое включение авторегуляторов — компандерных систем (название происходит от английских слов: compressor — сжиматель, expander — расширитель) — уже применяется при передаче вещательных программ на дальние расстояния по каналам междугородной связи, имеющим большой уровень помех и в некоторых устройствах звукозаписи.

Имеются предположения, что в будущем программы радиовещания и грамзаписи будут стандартным образом автоматически сжиматься. Приемники и проигрыватели (прежде всего высшего и первого класса) при этом будут содержать расширитель динамического диапазона или их набор для различных условий приема и прослушивания. За счет перекрытия шумов такая система значительно улучшит звучание программ для слушателей, находящихся в обычных условиях жилого помещения. Кроме того, слушатели, имеющие высококачественную стереофоническую аппаратуру и хорошие (в смысле уровня посторонних шумов) условия для прослушивания, смогут максимально приблизить звучание программы к естественному.

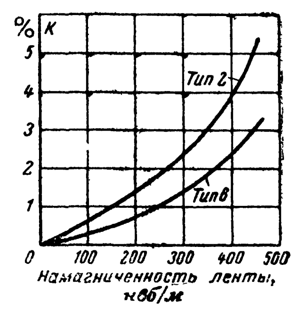


Рис. 1. Зависимость искажений, вносимых магнитной лентой, от намагниченности.

Выше мы уже упоминали, сколь опасны превышения максимально допустимого уровня в звуковых каналах. Например, даже кратковременные перегрузки при изготовлении грампластинки (первичная запись на диск) приводит к «перерезанию» звуковых канавок и непоправимому браку. Также нежелательны перегрузки и при магнитной звукозаписи. Из рис. 1 видно, как увеличиваются нелинейные искажения, вносимые магнитной лентой, при превышении нормированной намагниченности (в СССР для звукозаписи стандартизовано максимальное значение остаточного потока ленты 256 *нвб* на 1 *м* ширины дорожки записи). Данные кривые справедливы для записи оригинала. Значительно более крутой рост искажений имеет место при многократном копировании фонограмм, что часто встречается в любительской практике.

Можно ли при ручной регулировке уровня избежать перегрузок? Принципиально эта задача не сложная для звукорежиссера и опытного любителя звукозаписи. Однако если поставить такое тре-

бование, то звукорежиссер из-за боязни перегрузок будет работать с некоторым «резервом», т. е систематически недоиспользовать канал по уровню. Средний уровень передачи будет мал и помехозащищенность сигнала понизится. Значительно лучшие результаты могут быть получены, если допустить случайные кратковременные перегрузки, но дополнить ручную регулировку автоматической — ввести ограничитель максимальных уровней, не допускающий прохождение импульсов перегрузки в дальнейшее звено установки (тракта).

Авторегуляторы этого типа являются наиболее известными и распространенными. В технике радиовещания ограничители используются уже около 40 лет. Отличительной особенностью этих устройств является быстрое уменьшение коэффициента передачи при превышении входным сигналом порога ограничения. Так называемое «время срабатывания» составляет здесь величину 0,5—1 *мсек* и менее. Если необходимо предотвратить прохождение любых, самых коротких пиков перегрузки, то дополнительно применяются безынерционные ограничители («пикосрезатели»). Несмотря на то, что такое ограничение мгновенных значений сигнала вносит нелинейные искажения, на слух это мало заметно, поскольку чувствительность уха к искажениям коротких звуков понижена.

Аналогичную задачу (защиту от перегрузки) выполняют авторегуляторы в устройствах магнитной записи: диктофонах и профессиональных репортажных магнитофонах. В последнее время они находят применение и в бытовых магнитофонах. По аналогии с устройством АРУ, в радиоприемнике автоматическую регулировку усиления усилителя записи иногда также называют системой АРУ.

Особенно важна роль авторегуляторов в технике связи (телефонная, профессиональная и любительская радиосвязь, диспетчерская связь на заводах и устройства оповещания на вокзалах, стадионах и т. д.). Основная задача при этом — передача речи с максимальной разборчивостью (понятностью) в условиях различных помех. Сохранение естественного динамического диапазона речи при этом является совершенно ненужным, поэтому здесь с успехом применяется максимальное сжатие динамического диапазона (иногда употребляют термин «предельная компрессия»).

Эксперименты показывают, что наибольший выигрыш в помехоустойчивости передачи получается, если амплитудная характеристика сжимателя приближается к характеристике ограничения, но в отличие от ограничителей максимальных уровней здесь ограничение должно начинаться при самых тихих звуках речи, так чтобы эти звуки были усилены до максимального уровня, который может быть передан в системе. Кроме того, выигрыш получается тем больше, чем выше быстродействие авторегулятора. Особенно большое влияние на получаемый выигрыш оказывает время восстановления коэффициента передачи авторегулятора до исходной величины после того, как со входа снят сигнал.

Предельным случаем является безынерционный амплитудный ограничитель — «клиппер», однако чем меньше инерционность авторегулятора, тем больше вносится нелинейных искажений, ухудшающих качество звучания. Практически вопрос о нужной инерционности устройства решается компромиссным путем, исходя из условий передачи (приема). При определенном соотношении сигнал — помеха существует оптимальная инерционность сжимателя, при которой передача принимается «наилучшим» образом. В этом случае при умень-

шении времени восстановления сжимателя в большей степени проявляется мешающее действие нелинейных искажений, а при увеличении времени восстановления в большей степени проявляются шумы. Чаще всего время восстановления выбирается в пределах 100—130 *мсек*, что соответствует длительности слогов речи (так называемые «слоговые компрессоры»). При этом тихие слоги внутри слова усиливаются до уровня громких, значительно увеличивая помехоустойчивость, а субъективные характеристики речи остаются удовлетворительными.

При очень высоком уровне помех применяется амплитудное ограничение сигнала на 30—40 *дб* (клиппирование). Качество звучания при этом весьма низкое (узнать диктора по голосу невозможно), но выигрыш в разборчивости, по сравнению с передачей необработанной речи, получается весьма большим.

Кроме перечисленных, наиболее распространенных случаев применения авторегуляторов, имеется множество других.

В данной главе изложены лишь общие вопросы применения авторегуляторов некоторых типов. Более подробно о выборе типов и параметров авторегуляторов для различных случаев применения будет сказано в соответствующих главах.

Классификация авторегуляторов

Круг задач, решаемых с помощью автоматической регулировки низкочастотного сигнала, очень обширен, поэтому существует весьма большое количество типов автоматических регуляторов усиления, разработанных для конкретных случаев применения и отличающихся друг от друга как отдельными параметрами звеньев, входящих в устройство, так и принципами построения схемы.

Можно предложить следующую классификацию низкочастотных авторегуляторов:

1. По виду амплитудной характеристики или выполняемой функции:

а) ограничители максимальных уровней;

б) сжиматели динамического диапазона;

в) расширители динамического диапазона;

г) шумоподавители;

д) компандеры для борьбы с шумами в тракте передачи (согласованное включение авторегуляторов с взаимообратными амплитудными характеристиками);

е) устройства со сложным преобразованием динамического диапазона.

2. По временным характеристикам:

а) инерционные;

б) безынерционные;

в) комбинированные (последовательная работа инерционного и безынерционного звеньев в цепи регулировки).

3. По характеру управления:

а) с управлением от сигналов самой передачи (возможные варианты регулировок: прямая, обратная, комбинированная);

б) с программным управлением (в данной книге не рассматриваются).

Можно продолжить классификацию, например, по типам управ-

ляемых и усилительных элементов схем и по ряду других, менее важных отличительных свойств, однако из перечисленного видно. сколь разнообразны описываемые устройства.

Амплитудная характеристика

Назначение авторегулятора в основном определяется видом его амплитудной характеристики. Из нее непосредственно видно, каким преобразованиям подвергается низкочастотный сигнал. Однако элементы авторегуляторов с одинаковой формой амплитудной характеристики могут выполнять различные задачи. Например, расширитель используется не только для восстановления динамического диапазона сигнала, сжатого вначале; элементы с такой же характеристикой используются в шумоподавителях — устройствах совершенно другого назначения.

Амплитудная характеристика любого четырехполюсника показывает зависимость величины выходного напряжения от входного.

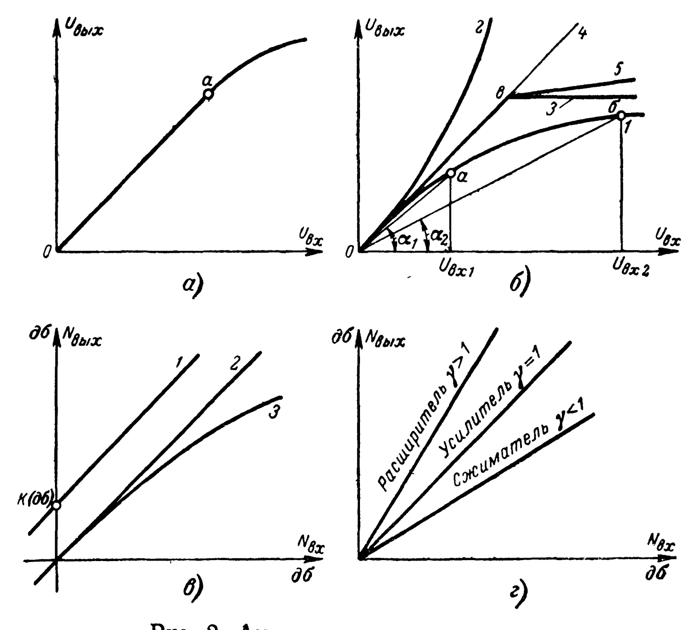


Рис. 2. Амплитудные характеристики.

а — обычных усилителей; *б* — автоматических регуляторов; *в*, *г* — усилителей и авторегуляторов в логарифмическом масштабе.

Амплитудная характеристика устройств, работающих совместно с электроакустическими приборами, снимается, как правило, на частоте 400 или 1 000 *гц*

Рассмотрим характеристику обычного усилителя (рис. 2,*а*). Она имеет два характерных участка: ниже точки *а* — линейный участок, выше точки *а* — участок, где нарушается пропорциональная зависи-

мость между выходным и входным напряжениями из-за перегрузки усилителя. Это вызывает сильные нелинейные искажения сигнала. Поэтому усилители рассчитываются таким образом, чтобы нормальный режим работы соответствовал участку характеристики до точки *а*.

Напротив, амплитудная характеристика авторегулятора всегда нелинейна. На рис. 2,*б* приведено несколько примеров подобных характеристик. В отличие от обычных усилителей у авторегуляторов нелинейная характеристика не означает нелинейного преобразования мгновенных значений сигнала. Напротив, эти устройства конструируют таким образом, чтобы вносимые нелинейные искажения были минимальными. Такое преобразование возможно, если изменения напряжения (или тока), управляющие коэффициентом усиления, происходят сравнительно медленно, а именно, за время, которое значительно превышает период колебаний сигнала. В этом случае для мгновенных значений сигнала авторегулятор представляет собой линейную систему. Такие устройства относятся к классу инерционных авторегуляторов.

У инерционных авторегуляторов выходное напряжение зависит не только от напряжения на входе, но и от времени, прошедшего с момента изменения величины входного сигнала. Поэтому для них рассматривают статическую амплитудную характеристику (в отличие от динамической).

Статическая амплитудная характеристика показывает связь между входным напряжением и соответствующим ему установившимся значением выходного напряжения.

Помимо инерционных авторегуляторов, находят применение и безынерционные, которые подобно перегруженному усилителю искажают мгновенные значения сигнала. Об особенностях таких нелинейных преобразователей и случаях их использования в технике низкочастотных сигналов будет сказано ниже.

Выясним, каким образом должно изменяться усиление, чтобы получить характеристики, изображенные на рис. 2,*б*.

Для усилителя с линейной амплитудной характеристикой зависимость между входным напряжением и выходным следующая:

$$U_{\text{вых}} = KU_{\text{вх}}; \qquad (1)$$

здесь коэффициент передачи K имеет постоянную величину. На рис. 2,*а* он характеризуется тангенсом угла наклона характеристики по отношению к оси абсцисс.

Для авторегуляторов также справедливо соотношение (1), но в этом случае коэффициент передачи K не является постоянной величиной, а зависит от уровня входного сигнала. Например, из рис. 2,*б* видно, что для кривой *1* с увеличением входного напряжения от $U_{\text{вх1}}$ до $U_{\text{вх2}}$ коэффициент передачи уменьшается ($\text{tg}\,\alpha_2 < \text{tg}\,\alpha_1$). Такой амплитудной характеристикой обладает с ж и м а т е л ь динамического диапазона Напротив, р а с ш и р и т е л ь имеет характеристику, при которой коэффициент передачи увеличивается с ростом входного сигнала (кривая *2*). Амплитудная характеристика о г р а н и ч и т е л я (кривая *3*) от 0 до точки *в* совпадает с прямой *4*, характерной для линейного усиления. Далее коэффициент передачи уменьшается таким образом, что выходное напряжение остается постоянным при увеличении входного. Точка *в* соответствует порогу ограничения.

Перечисленные устройства и соответствующие им характеристики являются основными в технике автоматического регулирования низкочастотного сигнала. Однако находят применение авторегуляторы и с более сложным преобразованием динамического диапазона, например с характеристикой сжатия, переходящей затем в характеристику ограничения.

Уровни сигнала в электроакустике часто выражают в логарифмических единицах, децибелах:

$$N_{(\partial б)} = 20 \lg \frac{U}{U_0}, \qquad (2)$$

где U — величина сигнала, а U_0 — некоторая опорная величина напряжения; если она принимается равной 0,775 *в* (соответствует мощности 1 *Мвт* в цепи с сопротивлением 600 *ом*), то уровни называют абсолютными. Можно величину U_0 принять равной номинальному значению сигнала для данного устройства; в этом случае уровни называют относительными.

Рассмотрим, какой вид будут иметь амплитудные характеристики, если величины входного и выходного уровней отложены по осям координат в логарифмическом масштабе. Начнем с амплитудной характеристики обычного усилителя. Если прологарифмируем выражение (1), то получим:

$$\lg U_{вых} = \lg K + \lg U_{вх}.$$

На графике при равенстве масштабов по обеим осям амплитудная характеристика, описанная полученным выражением, имеет вид прямой линии с наклоном 45° к осям координат (рис. 2,*в*), причем величина отрезка, отсекаемого этой прямой на оси ординат, равна коэффициенту усиления усилителя, выраженному в децибелах (прямая *1*). Амплитудная характеристика устройства, не имеющего усиления и не вносящего затухания, проходит через начало координат (прямая *2*) *. Нелинейная амплитудная характеристика авторегулятора в логарифмической системе координат в общем виде имеет также нелинейный характер (кривая *3*). Однако в некоторых частных случаях характеристики сжимателей и расширителей могут иметь вид прямых линий Это имеет место, если напряжения на входе и выходе связаны следующей зависимостью:

$$U_{вых} = U_{вх}^{\gamma}. \qquad (3)$$

Такое преобразование называется степенным, а величина γ — степенью (коэффициентом) преобразования динамического диапазона. Для уровней на выходе и входе такого авторегулятора, выраженных в децибелах, имеем:

$$20 \lg \frac{U_{вых}}{U_0} = \gamma 20 \lg \frac{U_{вх}}{U_0},$$

т. е.

$$N_{вых} = \gamma N_{вх}. \qquad (4)$$

Аналогичное соотношение существует и для приращений уровня

$$(N_2 - N_1)_{вых} = \gamma (N_2 - N_1)_{вх}.$$

---

* На рис. 1,*а* и 1,*б* начало отсчета соответствует нулевому значению сигнала, а на рис. 1,*в* — некоторому значению U_0.

Из этих уравнений видно, что зависимость выходного уровня от входного имеет линейный характер. Коэффициент γ показывает, во сколько раз изменяется динамический диапазон на выходе устройства по отношению к динамическому диапазону на входе Для сжимателей $\gamma<1$; для расширителей $\gamma>1$ (рис. 2,*г*). Характеристике идеального ограничителя соответствует $\gamma=0$.

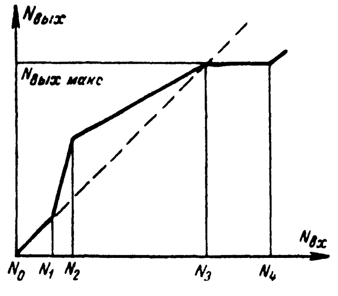
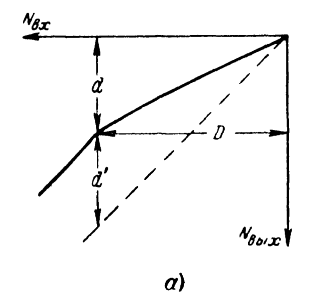


Рис. 3. Амплитудная характеристика авторегулятора со сложным преобразованием динамического диапазона.

Сжиматели и расширители с прямолинейными (в логарифмическом масштабе) амплитудными характеристиками имеют ряд преимуществ. Во-первых, равномерное сжатие или расширение динамического диапазона лучше воспринимается на слух; во-вторых, именно такие характеристики реализуются наиболее простыми средствами и, наконец, это облегчает задачу стандартизации параметров авторегуляторов, что особенно важно для устройств, действующих согласованно и имеющих взаимосвязанные характеристики (компандеры).

У профессиональных звукоусилительных устройств встречаются довольно сложные амплитудные характеристики. Примером может служить рис. 3. Как видно из рисунка, уровни, не превышающие N_1, усиливаются без преобразования (пунктирная прямая соответствует обычному усилителю). Уровни от N_1 до N_2 подвергаются расширению (такое расширение в области малых уровней способствует подавлению шумов в паузах передачи). В диапазоне уровней от N_2 до N_3 осуществляется сжатие, а при превышении уровня N_3 происходит ограничение (до уровня N_4).



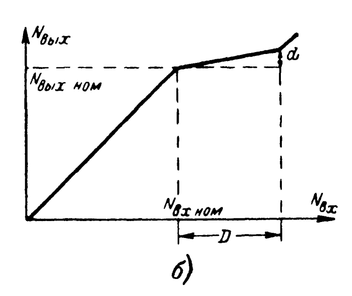


Рис. 4. Основные параметры авторегуляторов.

В заключение следует пояснить терминологию, употребляемую при описании амплитудных характеристик авторегуляторов. Диапазоном сжатия называется разность уровней на входе устройства, соответствующих режиму сжатия (D рис. 4,*а*). При расширении аналогичная величина называется диапазоном расширения.

Отношение динамического диапазона на выходе авторегулятора d к диапазону на входе D называется **коэффицентом сжатия (расширения) динамического диапазона** ($\gamma = d/D$). Иногда этот коэффициент называют степенью сжатия (расширения), но такое определение справедливо лишь при преобразовании динамического диапазона по закону степенной функции $U_{вых} = AU_{вх}^{\gamma}$.

Разность величин динамического диапазона на входе и выходе сжимателя $D - d = d'$ (*дб*) называется **величиной сжатия**.

Для расширителя **величиной расширения** называется разность величин выходного и входного диапазона.

Для ограничителей (рис. 4,*б*) одним из важнейших параметров является рабочий диапазон входных уровней, в котором происходит ограничение динамического диапазона, так называемый **диапазон ограничения**. Величина d является превышением выходного уровня за порогом ограничения.

Глава вторая

СТРУКТУРА АВТОРЕГУЛЯТОРОВ

Блок-схемы авторегуляторов

Рассмотрим структуру инерционных авторегуляторов, отличающихся большей сложностью по сравнению с безынерционными. В общем виде блок-схема автоматического регулятора изображена на рис. 5. Регулировка усиления осуществляется в регулируемом звене основного канала под действием управляющего сигнала, поступающего из канала управления. В свою очередь сигнал на вход канала управления поступает со входа или выхода устройства, как показано на рисунке пунктирными линиями. В обоих случаях система регулирования является замкнутой. В частном случае система регулирования может быть разомкнутой, например, когда регулирующий сигнал поступает из блока программного управления.

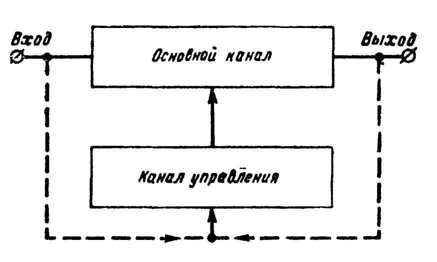


Рис. 5. Блок-схема авторегулятора.

На рис. 6 приведена более подробная блок-схема авторегулятора. Здесь выделены звенья, входящие в основной канал и канал управления.

Входной усилитель $У_{вх}$ обеспечивает необходимое входное сопротивление устройства и подачу на регулируемый элемент *РЭ* сигналов необходимой величины. Регулируемый элемент *РЭ* обеспечивает необходимую регулировку коэффициента передачи основного канала в соответствии с требуемым законом регулирования. Выход-

ной усилитель $У_{вых}$ обеспечивает требуемое выходное напряжение (мощность) и выходное сопротивление устройства.

Усилитель управляющего напряжения *УУН* служит для развязки сигнальных цепей основного канала и нелинейных (в общем случае) цепей канала управления, а также для усиления сигнала в цепи управления. Как правило, этот усилитель должен иметь достаточно малое выходное сопротивление, чтобы в совокупности с последующими элементами канала (детектор и фильтр) обеспечить требуемые временные характеристики авторегулятора. Часто усилитель управляющего напряжения *УУН* содержит нелинейный преобразователь, необходимый для формирования требуемой амплитудной характеристики.

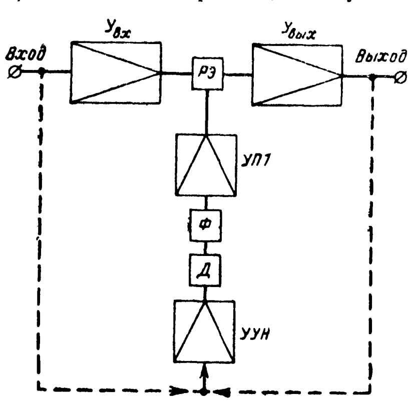


Рис. 6. Развернутая блок-схема авторегулятора.

Детектор *Д* и фильтр *Ф* преобразуют сигналы звуковой частоты в относительно медленно изменяющееся управляющее напряжение (ток). Благодаря этому инерционные авторегуляторы практически не вносят нелинейных искажений. Временные параметры фильтра (время заряда и разряда конденсатора фильтра) бывают различными в зависимости от типа и назначения авторегулятора. Когда требуется, чтобы регулировка начиналась с определенного порога, детектор делают по схеме с задержкой, подобно тому, как это делается для АРУ УПЧ некоторых радиоприемников. Усилитель постоянного тока УПТ обеспечивает требуемую мощность управляющего сигнала.

Реальные схемы авторегуляторов не обязательно содержат все перечисленные выше звенья. Так, в ряде случаев могут оказаться излишними усилители $У_{вх}$ и *УУН*. Если регулируемый элемент *РЭ* не требует значительной управляющей мощности (например, регулировка крутизны ламп изменением сеточного смещения), то нет необходимости в усилителе постоянного тока *УПТ*.

Виды регулировок

Как видно из рис. 5 и 6, сигнал в канал управления может поступать как со входа основного канала, так и с его выхода. В первом случае регулировка называется прямой, во втором случае — обратной. В низкочастотных авторегуляторах применяются оба вида регулировок. Остановимся на некоторых преимуществах и недостатках обоих методов.

Допустим, что нам необходимо выполнить ограничитель, напряжение на выходе которого за порогом ограничения не увеличивается, а остается на постоянном уровне, т. е. характеристика участка ограничения горизонтальна (см. рис. 2,*б*, *3*).

Если применить обратную регулировку, то получить такую характеристику нам не удастся. Действительно, если мы увеличиваем входное напряжение (в диапазоне ограничения), то для того, чтобы произошла регулировка, необходимо, чтобы выходной сигнал получил приращение, поскольку изменение усиления может произойти только при увеличении управляющего напряжения, а это требует некоторого возрастания выходного сигнала; таким образом, характеристика получается наклонной (прямая *5* на рис. 2,*б*). Наклон может быть небольшим, приемлемым для практики, однако идеальная характеристика ограничения может быть получена лишь при прямой регулировке.

Также нельзя получить при обратной регулировке стабильной характеристики расширения, поскольку в расширителе с ростом входного сигнала увеличивается коэффициент передачи. При обратной регулировке любое незначительное увеличение выходного напряжения должно вызывать увеличение усиления и дальнейший рост выходного напряжения—получается система регулировки с положительной обратной связью, склонная к самовозбуждению.

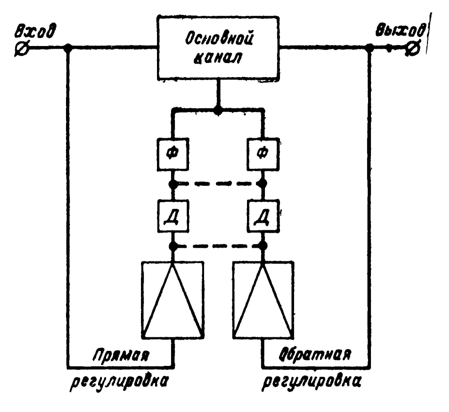


Рис. 7. Комбинированная регулировка в авторегуляторе.

Наоборот, сжиматели с обратной регулировкой представляют собой системы с отрицательной обратной связью, поэтому в тех случаях, когда требуется высокая стабильность амплитудной характеристики во времени, обратная регулировка в сжимателе и ограничителе предпочтительнее.

При этом действие любого дестабилизирующего фактора (изменение параметров элементов в основном или управляющем канале под действием температуры, времени и т. д.) благодаря отрицательной обратной связи по усилению в значительной степени устраняется.

Другим преимуществом обратной регулировки является то, что при этом в ряде случаев упрощается канал управления. В этом случае не нужен усилитель перед детектором, поскольку напряжение на выходе устройства имеет достаточную величину; однако выходной усилитель должен быть рассчитан на подключение детектора.

Кроме того, при одних и тех же параметрах фильтра канала управления быстродействие авторегулятора с обратной регулировкой больше, чем при прямой, что имеет большое значение для ограничителей максимальных уровней.

Однако сжиматель с большим сжатием и произвольным выбором временных параметров не всегда можно выполнить с обратной регулировкой. При определенных условиях система может потерять устойчивость.

Иногда для формирования сложных амплитудных характеристик (переход от сжатия к ограничению и т. п.) применяется комбинированная регулировка (сочетание прямой и обратной), как это показа-

но на рис. 7. Образование результирующего управляющего сигнала может происходить не только на выходе фильтра, но и в других точках схемы, например, до детектирования (показано пунктиром). Помимо простого сложения, могут использоваться другие способы формирования, например, на одном участке амплитудной характеристики работает прямая регулировка, а при переходе к другому участку вступает в действие обратная и т д.

Глава третья

УПРАВЛЯЕМЫЕ ЗВЕНЬЯ АВТОРЕГУЛЯТОРОВ

Роль управляемого звена в системе автоматического регулирования уровня. Различие в работе управляемых каскадов низкочастотных регуляторов и других систем АРУ

Управляемое звено представляет собой либо усилительный каскад с переменным усилением (или с переменной глубиной обратной связи), либо потенциометрическую (или мостовую) схему с регулируемым сопротивлением одного из плеч.

В качестве регулируемых элементов чаще всего используются лампы, транзисторы, полупроводниковые диоды. В некоторых случаях находят применение авторегуляторы с электромеханической регулировкой (аттенюаторы с сервоприводом), но из-за сложности и большой инерционности таких систем область их применения ограничена. Способ регулировки основан на изменении крутизны проходной характеристики [1], входной или выходной проводимости при изменении режима лампы или полупроводникового прибора. Поскольку работа авторегулятора принципиально связана с использованием нелинейных участков характеристики элемента, одной из основных задач является борьба с нелинейными искажениями, ухудшающими качество звукопередачи. Такое мощное средство борьбы с нелинейными искажениями, как введение глубокой отрицательной обратной связи, в данном случае не может быть использовано, так как отрицательная обратная связь стабилизирует усиление, а нам же необходимо именно его изменение, причем в возможно больших пределах. Один из возможных способов уменьшения искажений — снижение уровня полезного сигнала, подаваемого на нелинейный элемент. При этом небольшой участок нелинейной характеристики, в пределах которого происходит изменение мгновенного значения сигнала, можно рассматривать как линейный. Однако при уменьшении уровня полезного сигнала затрудняется борьба с собственными шумами усилительных элементов схемы.

Для автоматической регулировки сигналов НЧ используются такие же схемы, как и в АРУ ПЧ радиоприемников, однако их работа на НЧ осложняется рядом факторов. В высокочастотных цепях

---

[1] Под «проходной характеристикой» четырехполюсника понимается зависимость выходной величины (тока, напряжения) от величины входного воздействия.

регулируются, как правило, резонансные каскады, а на НЧ — апериодические. Вследствие резонансных свойств нагрузочного контура каскады ВЧ дают значительно меньшие нелинейные искажения, чем каскады НЧ, поэтому бороться с нелинейными искажениями в низкочастотных регуляторах сложнее.

С разным характером нагрузок НЧ и ВЧ каскадов связано и различие в протекании переходных процессов при регулировке. Так, в высокочастотном резонансном каскаде изменение постоянной составляющей анодного (коллекторного) тока при изменении сеточного (базового) смещения не создает сколько-либо заметного падения напряжения на нагрузке, поскольку активное сопротивление резонансного контура постоянному току очень мало, а спектр сигналов регулировки систем АРУ значительно отличается от спектра полезного сигнала, и регулировка не сопровождается появлением посторонних помех. При регулировке апериодического каскада НЧ на полезный сигнал накладывается управляющий, причем спектры этих напряжений, как правило, очень близки друг к другу и при регулировке появляется помеха.

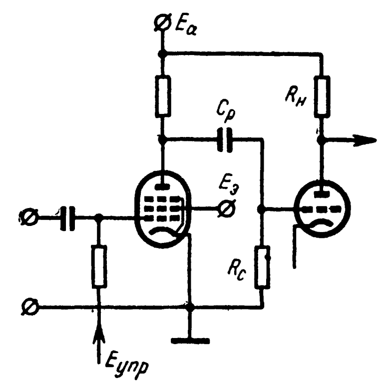


Рис. 8. Однотактный ламповый управляемый каскад.

Регулирующий сигнал может даже полностью нарушить правильную работу последующих каскадов схемы. Допустим, на управляемый каскад (рис. 8), используемый в сжимателе динамического диапазона, поступает сигнал, изображенный на рис. 9,*а*.

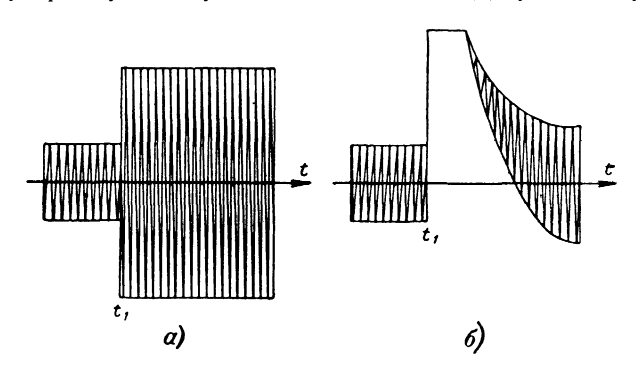


Рис. 9. Переходный процесс.
а — напряжение на входе; *б* — напряжение на аноде второго каскада

В момент времени t_1, соответствующий резкому увеличению уровня, в цепи управления появляется сигнал, под действием которого анодный ток быстро уменьшается, а напряжение на аноде рез-

ко увеличивается. Этот перепад напряжения через разделительный конденсатор $C_р$ прикладывается к сетке следующего каскада; если величина перепада превышает начальное отрицательное смещение этого каскада, то за счет детектирующего действия участка сетка — катод конденсатор $C_р$ перезаряжается. При этом дополнительный заряд таков, что по окончании фронта регулирующего импульса следующий каскад оказывается запертым на время, пока конденсатор вновь не перезарядится через резистор $R_с$. Сигнал на выходе второго каскада будет иметь вид, показанный на рис. 9,*б*. На слух это проявляется как «заикание».

Несмотря на такой большой недостаток, подобные простые схемы находят применение в низкочастотных авторегулирующих устройствах невысокого качества, в особенности, если не требуется малой инерционности при регулировке. В последнем случае фронт нарастания управляющего напряжения очень пологий, спектр паразитного выброса на нагрузке каскада сосредоточен в области инфразвуковых частот и его можно отфильтровать от звукового сигнала цепочкой $C_р R_с$.

Все сказанное относится не только к ламповым, но и другим схемам, у которых изменение коэффициента передачи сопровождается изменением рабочего режима элемента (транзистора, диода и т. д.) по постоянному току, поэтому борьба с помехами при ре-

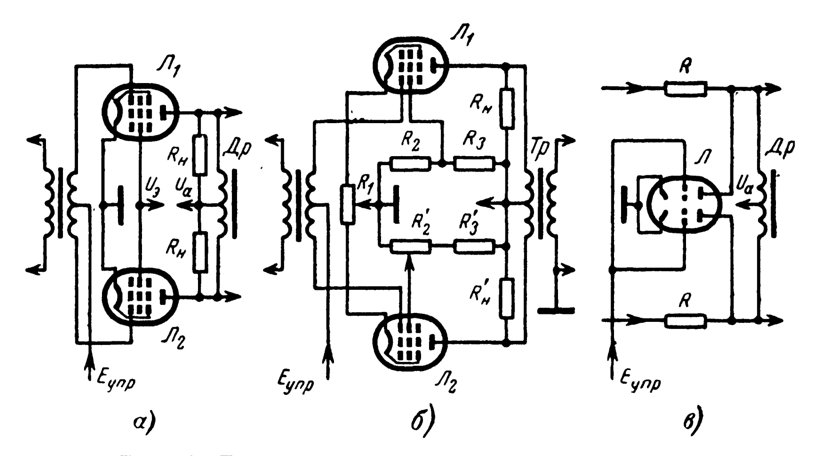


Рис. 10. Ламповые двухтактные управляемые звенья.
а — каскад с изменением крутизны; *б* — то же с симметрированием плеч; *в* — потенциометрическое звено.

гулировке (так называемыми «помехами срабатывания») является одной из основных проблем при разработке НЧ-авторегуляторов.

Наиболее часто эта проблема решается путем применения двухтактных схем включения регулируемых элементов и шунтирования их нагрузок дросселями с малым сопротивлением обмоток постоянному току. Рассмотрим особенности работы такой схемы на лампах с переменной крутизной (рис. 10,*а*). В то время, как полезный сигнал прикладывается к сеткам ламп и снимается с анодов в противофазе, управляющий сигнал прикладывается к сеткам ламп син-

фазно, что вызывает одинаковые изменения постоянной составляющей анодного тока в плечах. Поскольку дроссель *Др* выполняется симметричным (равенство витков в плечах), то м. д. с. от синфазно изменяющихся токов в половинках обмотки дросселя взаимно компенсируется; изменения магнитного потока в сердечнике дросселя не происходит и паразитных выбросов на анодах ламп не наблюдается. Для лучшей взаимной компенсации необходимо, чтобы индуктивность рассеяния дросселя была минимальной, что легче осуществить при его малых габаритах, а это требует применения сердечника из пермаллоя с высокой магнитной проницаемостью. К симметрии полуобмоток дросселя предъявляются жесткие требования. Полуобмотки размещаются на каркасе геометрически строго симметрично и наматываются во взаимопротивоположных направлениях. При таком выполнении дросселя остаточные синфазные паразитные выбросы на анодах ламп, вызванные изменениями падения напряжения на активных сопротивлениях обмотки дросселя и неполной компенсацией м. д. с. в полуобмотках из-за конечной величины индуктивности рассеяния, имеют одинаковую величину и могут быть устранены (скомпенсированы) в последующих каскадах, например в выходном трансформаторе при сквозной двухтактной схеме авторегулятора или при переходе от двухтактной схемы управляемого узла к последующим однотактным усилительным каскадам, как показано на рис. 10,*б*. В последнем случае вместо дросселя для междукаскадной связи используется трансформатор *Тр*.

Для уменьшения помех срабатывания необходимо подбирать лампы в плечах схемы с идентичными характеристиками. Подбор ламп можно облегчить, вводя в схему симметрирующие элементы. В схеме, изображенной на рис. 10,*б*, осуществляется симметрирование в двух точках характеристики.

Регулятор R_1 в катодной цепи симметрирует лампы при больших анодных токах, регулятор R'_2 в цепи экранных сеток оказывает большее влияние на уравнивание анодных токов при их малой величине (большом отрицательном смещении на управляющих сетках). Так как изменение характеристик ламп наиболее интенсивно происходит в начальный период работы, то следует применять метод их искусственного старения.

Для получения в рассматриваемой схеме большого усиления сопротивления анодной нагрузки $R_н$ следует выбирать возможно большей величины, однако при большой его величине (сотни килоом) трудно выполнить анодный дроссель (трансформатор) с требуемой индуктивностью, поскольку для предотвращения частотных искажений индуктивное сопротивление дросселя на нижней рабочей частоте должно в несколько раз превышать величину анодной нагрузки.

Помимо пентодов в таких схемах могут использоваться и трехэлектродные лампы (триоды). Диапазон регулировки при этом будет меньше, так как при увеличении отрицательного смещения на сетке наряду с уменьшением крутизны происходит увеличение внутреннего сопротивления лампы. Из-за этого коэффициент усиления каскада изменяется в небольших пределах. Большой диапазон регулировки можно получить лишь при малой величине анодной нагрузки (меньше начального значения R_i лампы), но при этом значительно возрастают нелинейные искажения.

Наилучшие результаты в таких схемах дают пентоды с удлиненной анодно-сеточной характеристикой (лампы переменной крутизны — 6К3, 6К4, 6К4П, 6К13П). Пригодны для регулировки и

другие типы многосеточных ламп — гексоды, гептоды и т. п. (6А7, 6А8, 6И1П и пр.).

Помимо непосредственного включения каскадов с переменным усилением в канал передачи, применяется их включение в цепь отрицательной обратной связи, что дает ряд преимуществ. Подробное описание подобной схемы будет дано ниже.

Другой разновидностью ламповых управляемых звеньев является потенциометрическое звено (рис. 10,*в*). Здесь регулировка осуществляется за счет изменения коэффициента передачи делителя напряжения, образованного постоянными сопротивлениями *R* и внутренними сопротивлениями двойного триода *Л*, изменяющимися под действием управляющего напряжения на сетках. В данных схемах применяются исключительно триоды (или многосеточные лампы в триодном включении), так как пентоды имеют весьма большое и мало меняющееся от режима лампы внутреннее сопротивление.

Схемы, аналогичные описанным ламповым, используются и в полупроводниковых авторегуляторах. На рис. 11,*а* приведена схема управляемого звена, использующего изменение усиления транзистора при изменении тока коллектора. Типовая зависимость коэффициента усиления по току от тока коллектора для маломощного низкочастотного транзистора сплавного типа приведена на рис. 11,*б*. Из нее видно, что для регулировки пригодны два участка характеристики: при больших токах коллектора (>10 *ма*) и малых токах (<1,0 *ма*), причем в последнем случае можно получить более глубокую регулировку. Можно изменять не ток базы (как на рис 11,*а*), а ток эмиттера (схема с общей базой для управляющего сигнала), но при этом от цепи управления требуется значительно большая мощность.

Известен также способ регулировки усиления транзисторного каскада изменением напряжения коллектора в области малых значений этого напряжения (0,5—2 *в*). Несмотря на экономичность, схемы с изменением режима питания транзистора не получили широкого распространения в низкочастотных регуляторах Самый большой их недостаток — плохая температурная стабильность. В особенности это относится к звеньям, управляемым изменением коллекторного тока при малых его значениях. В этой области существенной составляющей общего тока является неуправляемый начальный ток коллектора, экспоненциально возрастающий при увеличении температуры. Обычный метод повышения температурной стабильности — введение отрицательных обратных связей по постоянному току — здесь неприемлем, ибо это сокращает пределы регулировки. В основном такая регулировка усиления применяется в высокочастотных каскадах транзисторных приемников и телевизоров, где системы АРУ построены по принципу обратной регулировки и нестабильность усиления из-за изменений температуры играет меньшую роль. Встречаются такие звенья и в некоторых схмах АРУ диктофонов, где не требуется высокого качества записи.

Значительно большее распространение получили потенциометрические звенья с использованием полупроводниковых диодов в качестве элементов с переменным сопротивлением (рис. 11,*в*). Ранее встречались подобные схемы с ламповыми диодами, а также с полупроводниковыми — купроксными и селеновыми, но последние имели существенные недостатки: большую собственную емкость и нестабильность характеристик, связанную со старением элементов во времени В настоящее время для подобных схем используются исключительно германиевые и кремниевые диоды.

Как видно из вольт-амперной характеристики диода (рис. 11,*г*), различным значениям прямого тока через диод соответствуют разные значения дифференциального сопротивления в рабочей точке $R = \frac{du}{di} \approx \operatorname{ctg} \alpha$, причем изменение сопротивления достигает значения 1 : 1 000 и более. Чтобы уменьшить нелинейные искажения, напряжение полезного сигнала, подаваемое на диод, должно быть достаточно мало. Его величина выбирается такой, чтобы любой участок (в пределах рабочего диапазона) вольт-амперной характери-

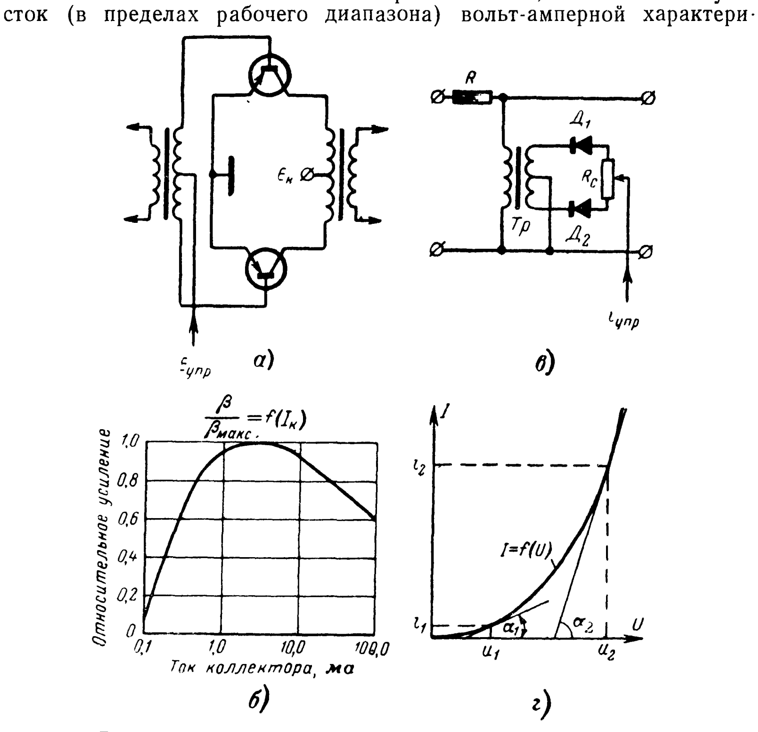


Рис. 11. Регулировка усиления в полупроводниковых схемах.

а — транзисторный двухтактный управляемый каскад; *б* — зависимость усиления по току от величины тока коллектора транзистора; *в* — диодное потенциометрическое звено; *г* — вольт-амперная характеристика диода.

стики диода, шириной в удвоенную амплитуду сигнала, можно было бы считать прямолинейным.

Как и в любой схеме, где регулировка сопровождается изменением постоянной составляющей тока через управляемый элемент, здесь для исключения помех срабатывания необходимо применить двухтактное включение диодов и дроссель (или трансформатор), шунтирующий нагрузку по постоянному току. Для обеспечения ма-

лых помех срабатывания и малых нелинейных искажений (компенсация четных гармоник) желательно подбирать для двухтактной схемы диоды с наиболее близкими характеристиками, а также вводить дополнительные симметрирующие регуляторы, как, например, переменный резистор R_c на рис. 11,*в*.

Применение трансформатора дает возможность выбором коэффициента трансформации довести пересчитанные к первичной обмотке сопротивления диодов до нужной величины Заманчива перспектива вообще исключить трансформатор (или дроссель), поскольку он является источником частотных и нелинейных (на низких частотах) искажений, увеличивает габариты и вес устройства. При этом схема управляемого элемента должна быть выполнена так, чтобы управляющие сигналы не проходили на его выход. С лампами в качестве управляемых элементов осуществить подобные схемы затруднительно, но полупроводниковые диоды дают возможность легко это сделать.

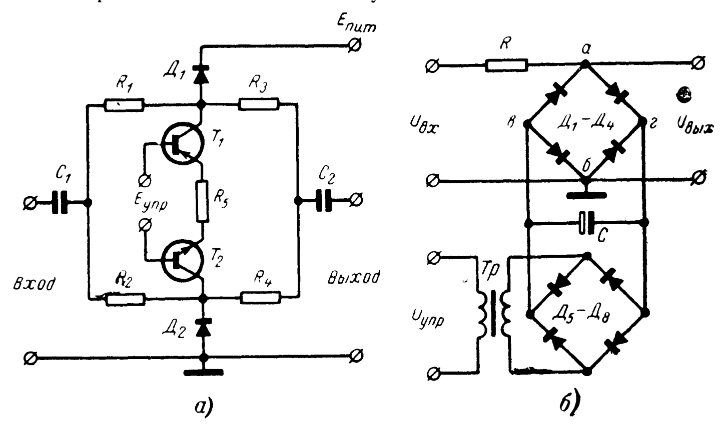


Рис. 12. Два варианта схемы диодного управляемого узла. *а* — с дополнительными транзисторами; *б* — с мостовым включением диодов.

На рис. 12 приведены две потенциометрические схемы, удовлетворяющие названным требованиям. В первой схеме потенциометрический делитель образуется из постоянных резисторов R_1, R_2 и переменного сопротивления диодов $Д_1Д_2$, включенных в коллекторные цепи транзисторов T_1T_2, работающих в качестве усилителей управляющего тока. Сопротивление по переменному току участка схемы между коллекторами транзисторов (выходное сопротивление транзисторного каскада с общим эмиттером) благодаря наличию резистора R_5, создающего обратную связь по току, довольно велико и не оказывает влияния на работу потенциометрического делителя. При регулировке усиления на каждом из диодов изменяется падение напряжения, но в точке соединения резисторов R_3R_4 и конденсатора C_2 постоянная составляющая напряжения не изменяется (потенциал этой точки равен половинному значению напряжения питания) В отношении подавления четных гармоник сигнала схема ведет себя как обычная двухтактная Для того, чтобы начальный ток че-

рез диоды был достаточно мал и не сокращался диапазон регулировки, напряжение питания $E_{пит}$ должно быть небольшим, а резисторы R_1—R_4 достаточно большой величины.

В схеме на рис. 12,*б* используется мостовое включение управляемых диодов $Д_1 \div Д_4$. Если диоды предварительно подобраны, то при регулировке между точками *а* и *б* не будет напряжения сигнала регулировки и уровень помехи срабатывания при этом достаточно мал.

Однако здесь требуется, чтобы источник управляющего напряжения не имел гальванической связи с цепью основного сигнала, кроме точек *в* и *г*, куда подводится управляющее напряжение. Для гальванической развязки сигнальных и управляющих цепей применяется трансформатор, который обычно ставят перед детектором управляющего напряжения (трансформатор *Тр*, рис. 12,*б*). К этому трансформатору предъявляются менее строгие требования, чем к трансформатору в управляемом звене, так как вносимые им искажения в меньшей степени сказываются на качестве преобразования сигнала.

Одна из ламповых схем, где удалось исключить дроссели (трансформаторы), приведена на рис. 13. Принцип ее работы основан на некоторых свойствах ламп с двухсеточным управлением. При изменении регулирующего напряжения на третьей сетке происходит перераспределение тока между анодом и второй (экранной) сеткой таким образом, что крутизна анодного тока по первой сетке изменяется при относительно небольшом изменении суммарного катодного тока. Помимо некоторых специальных, а также многосеточных смесительных ламп (гептоды, гексоды), этим свойством на определенном участке характеристик обладают пентоды, имеющие внешний вывод антидинатронной сетки (6Ж2П, 6Ж4, 6Ж9П и др.). Если соединить две таких лампы, как показано на рис. 13, то при их одновременном регулировании по третьей сетке постоянные составляющие напряжений на анодных сопротивлениях изменяться не будут, так как изменение анодного тока одной из ламп вызывает противоположное изменение тока соединенной с этим анодом экранной сетки другой лампы. Следовательно, суммарный ток через анодную нагрузку $R_а$ изменяться не будет, и помеха срабатывания будет отсутствовать.

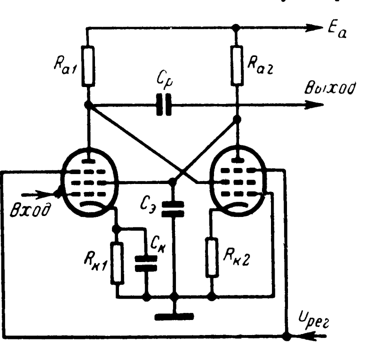


Рис. 13. Ламповый «бездроссельный» управляемый каскад.

В отличие от схем с управлением по первой сетке на вход такой схемы можно подавать сигнал достаточно большой амплитуды, что позволяет при небольших нелинейных искажениях получить хорошее перекрытие шумов. Подавать большой сигнал можно потому, что при регулировке лампы по третьей сетке характеристики по сетке первой остаются линейными. Это является важным преимуществом данной схемы. Недостатком схемы является то, что на третью сетку необходимо подавать высокое управляющее напряжение — порядка нескольких десятков вольт.

Упомянутые способы борьбы с помехами срабатывания дают возможность получить хорошие результаты. В поисках еще более высокого качества авторегулировки в некоторых устройствах прибегают к переносу спектра сигнала в область высоких частот. Основная цель при этом — разделить спектры сигнала (звуковая частота) и регулирующего воздействия (область частот от постоянного тока до нескольких килогерц) и таким способом избежать помех срабатывания.

Блок-схема такого авторегулятора приведена на рис. 14. Здесь низкочастотный сигнал после предварительного усиления преобразу-

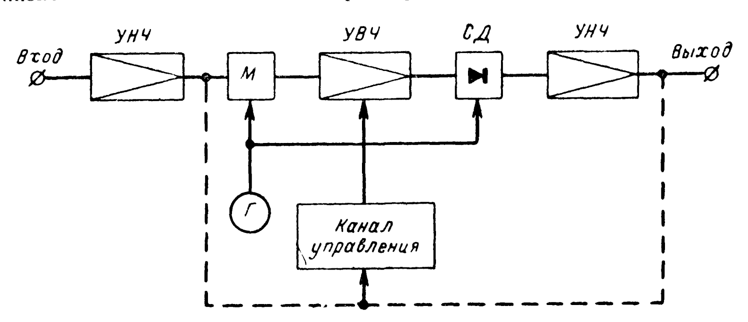


Рис. 14. Блок-схема авторегулятора с частотным преобразованием.

ется в балансном модуляторе *М* в высокочастотный модулированный по амплитуде двухполосный сигнал с подавленной несущей частотой. Этот сигнал регулируется в усилителе высокой частоты *УВЧ*. Исходный спектр восстанавливается в синхронном детекторе *СД*. Высокочастотные колебания, необходимые для работы модулятора и детектора, генерируются вспомогательным генератором *Г*.

Канал управления строится как и прежде. Возможна как прямая, так и обратная регулировка (цепи управления показаны на рисунке пунктирными линиями). Следует подчеркнуть, что подавление несущей частоты здесь необходимо именно для устранения помех срабатывания; в противном случае при регулировке на выходе детектора изменялся бы уровень постоянной составляющей, создавая помеху от регулировки. В данной схеме постоянная составляющая неизменна, ибо вспомогательное напряжение от генератора, играющее при детектировании роль несущей частоты, остается постоянным. На рис. 15 приведена одна из возможных реализаций подобной схемы управляемого узла. Модулятор и детектор здесь диодные, управляемый каскад — на лампе с переменной крутизной и полосовым фильтром в качестве нагрузки. Не представляет трудностей выполнить и транзисторный вариант такого управляемого звена. Наряду с хорошим подавлением помех срабатывания авторегуляторы с частотным преобразованием имеют малые нелинейные искажения, потому что, как уже указывалось ранее, нелинейность в высокочастотных каскадах с резонансной нагрузкой проявляется иначе, чем в каскадах апериодического усиления.

Недостатком таких схем является их сложность и критичность настройки на полное подавление несущей в модуляторе. В особен-

ности этот способ оправдан для авторегуляторов, входящих в состав передающих устройств, работающих с однополосной модуляцией, например для сжатия динамического диапазона и увеличения дальности действия передатчика. В этом случае осуществляется лишь

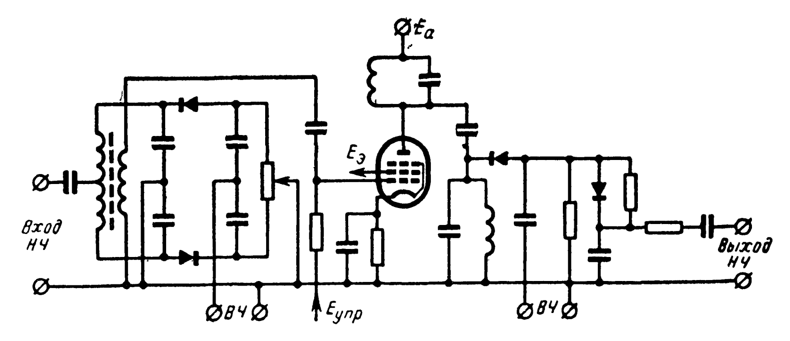


Рис. 15. Схема управляемого узла авторегулятора с частотным преобразованием.

преобразование ВЧ сигнала без последующего детектирования; сформированный однополосный сигнал подвергается автоматическому сжатию и подается далее на каскады усиления мощности.

Сформулируем, наконец, основные требования, которым должно удовлетворять управляемое звено:

1. Большие пределы регулировки усиления (30—50 *дб*).
2. Малые вносимые нелинейные искажения.
3. Малые вносимые частотные искажения.
4. Малый уровень собственных шумов и хорошее перекрытие шумов последующих каскадов авторегулятора.
5. Малый уровень специфических для авторегуляторов помех, возникающих при переходных процессах в динамическом режиме (помехи срабатывания).
6. Хорошая температурная стабильность.
7. Большой срок службы без изменения рабочих характеристик (временна́я стабильность).
8. Малая требуемая мощность сигнала управления.
9. Удобство согласования с транзисторными усилительными схемами.
10. Возможность получения требуемых временных характеристик (в частности, необходимого быстродействия).
11. Экономичность, малые габариты и вес.

Из перечисленных типов управляемых элементов потенциометрические схемы на полупроводниковых диодах лучше всех удовлетворяют перечисленным требованиям. Так, например, если считать, что как в ламповой, так и в диодной схеме подбором элементов и дополнительным симметрированием можно достичь одинаковых показателей по нелинейным искажениям и помехам срабатывания, то при замене ламп требуется дополнительная настройка, в то время как срок службы диодов практически неограничен и

проведенная первоначальная настройка управляемого звена гарантирует его качественную работу без дополнительной эксплуатационной проверки. Хуже, чем в других схемах, здесь выполняется лишь требование, изложенное в п. 8, что вызывает усложнение канала управления авторегулятора.

В заключение познакомимся еще с одним типом транзисторного управляемого звена. Речь идет о потенциометрической схеме с ис-

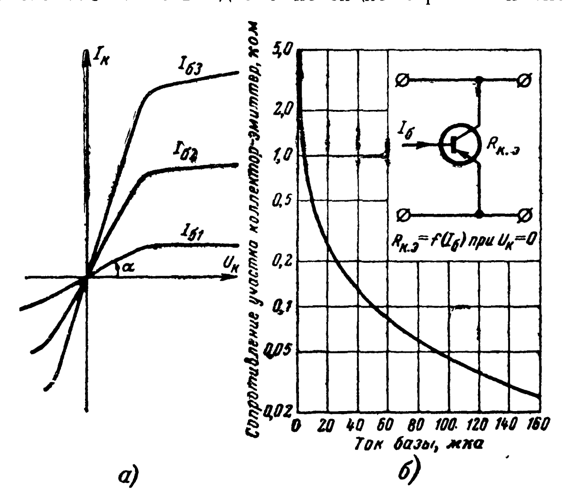


Рис. 16. Характеристики транзисторного потенциометрического звена.

а — начальный участок коллекторных характеристик транзистора; *б* — зависимость $R_{к.э}$ от $I_б$ при $U_к=0$.

пользованием выходного сопротивления транзистора, работающего без коллекторного напряжения, т. е. в начальном участке коллекторных характеристик. Как видно из рис. 16,*а*, где изображен такой участок (имеется в виду схема с общим эмиттером), при малых напряжениях на коллекторе угол наклона характеристики зависит от тока базы. Котангенс этого угла определяет величину сопротивления участка коллектор — эмиттер на прямолинейном участке характеристики:

$$\operatorname{ctg} \alpha = \frac{\Delta U_к}{\Delta I_к} = R_{к.э}.$$

С увеличением тока базы сопротивление падает, причем эта зависимость такова:

$$R_{к.э} \approx \frac{1}{I_к}.$$

Так как $I_к = I_б\beta$, где β — коэффициент усиления по току, то $R_{к.э} \approx \frac{1}{I_б}$, т. е. сопротивление $R_{к.э}$ обратно пропорционально управляющему току базы. При малых токах базы наблюдается некоторое

отклонение от этой закономерности, так как β уменьшается при малых токах коллектора. Экспериментально снятая характеристика для транзисторов типа П13—П16 приведена на рис. 16,*б*.

Как видно из рис. 16,*а*, при изменении полярности напряжения на коллекторе (обращенный режим транзистора) ход характеристик почти не изменяется и при достаточно малых приращениях напряжения характеристики по обе стороны от нуля можно считать линейными. Благодаря этому можно использовать транзистор без подачи на коллектор питающего напряжения (выбрать рабочую точку в начале характеристик), что является большим достоинством схемы. Так как при регулировке постоянный ток через коллекторный переход отсутствует, то в схеме авторегулятора не нужно ставить дроссель (трансформатор) для подавления помех срабатывания и отпадает необходимость двухтактного построения управляющего узла. Однако для высококачественных авторегуляторов все же желательно применять двухтактную схему для компенсации четных гармоник сигнала, возникающих на управляемых элементах.

Для того чтобы нелинейные искажения в двухтактной схеме не превышали 0,5%, величина сигнала на одном транзисторе не должна превышать 20—30 *мв*, в то время как в диодном управляемом звене такие же искажения появляются при напряжении сигнала на одном диоде 10—15 *мв*.

Еще одним достоинством рассматриваемого управляемого узла по сравнению с диодными схемами является то, что она требует значительно меньшей мощности управляющего сигнала. Наилучшие результаты могут быть получены, если вместо обычных транзисторов использовать полевые. При этом управляющее напряжение подается на затвор, а изменяющееся сопротивление участка исток — сток используется для регулировки сигнала. Начальный участок стоковых характеристик (так называемая «омическая» область) имеет примерно такой же вид, как и семейство коллекторных характеристик, приведенное на рис. 16,*а*, но линейная часть характеристик более продолжительна, что благоприятно в отношении нелинейных искажений. Другое преимущество схемы с полевым транзистором — очень малый уровень шумов.

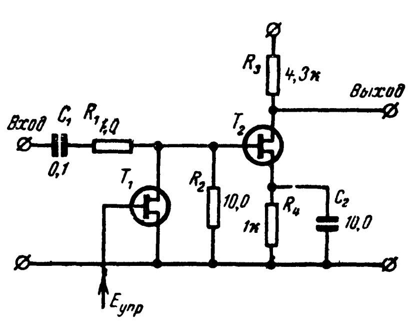


Рис. 17. Управляемое звено на полевых транзисторах.

Абсолютные значения регулируемого сопротивления у полевых транзисторов более высокие (начальное сопротивление «закрытого» транзистора составляет величину порядка 10^6 *ом*), чем у биполярных, поэтому для лучшего использования регулирующих свойств полевого транзистора необходимо выбирать большое значение сопротивления верхнего плеча потенциометрической схемы (сотни килоом), а последующий каскад должен иметь возможно более высокое входное сопротивление. Удобнее всего при этом следующий каскад выполнить также на полевом транзисторе, как это показано на рис. 17.

Управление регулируемым звеном на полевом транзисторе происходит почти без затраты мощности, так как входное сопротивление по цепи затвора здесь достигает величины порядка 10^{14}—10^{15} *ом*. Но самым важным достоинством является значительно лучшая температурная стабильность управляемого звена по сравнению с вариантом на обычном транзисторе.

Глава четвертая

РАСЧЕТ АМПЛИТУДНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ АВТОРЕГУЛЯТОРА

Основные характеристики системы регулирования

Для получения заданной амплитудной характеристики авторегулятора требуется, чтобы все элементы, входящие в систему регулирования (рис. 18), были определенным образом рассчитаны. Например, нам требуется реализовать «идеальную» характеристику ограничения (см. рис 2,*б*, кривая *3*).

В режиме ограничения выходное напряжение $U_{вых}=KU_{вх}=\mathrm{const}$, следовательно, коэффициент передачи должен быть обратно пропорциональным входному сигналу (гиперболическая зависимость). Отыскание подобных зависимостей и подбор соответствующих элементов является предметом расчета авторегулятора.

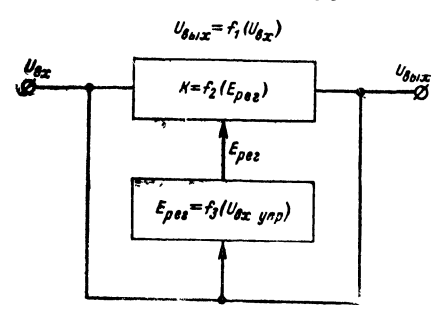


Рис. 18. Функциональная связь элементов системы авторегулировки.

На формирование амплитудной характеристики $U_{вых}=f_1(U_{вх})$ оказывают влияние следующие условия и зависимости:

1. Вид регулировки (прямая, обратная, комбинированная).

2. Регулировочная характеристика управляемого звена $K=f_2(E_{рег})$, т. е. зависимость его коэффициента передачи (усиления, затухания) от величины регулирующего напряжения (или тока).

3. Характеристика канала управления $E_{рег}=f_3(U_{вх\ упр})$.

При расчете авторегулятора заданной обычно является амплитудная характеристика устройства в соответствии с его назначением (сжиматель, ограничитель, расширитель). Если выбран тип регулируемого элемента, то становится известной и его регулировочная характеристика $K=f_2(E_{рег})$ (определяется экспериментально или по справочным данным). Таким образом, задача сводится к определению характеристики канала управления $E_{рег}=f_3(U_{вх\ упр})$. Здесь и далее в расчетных формулах для управляющего сигнала принят символ $E_{рег}$, однако эти зависимости справедливы и в случае, когда управляющей величиной является ток или магнитный поток и т. д.

Если заданные зависимости $U_{вых}=f_1(U_{вх})$ и $K=f_2(E_{рег})$ могут быть относительно просто заданы аналитически, то и интересующее нас решение можно найти в аналитической форме.

Для иллюстрации аналитического метода решим следующую задачу: необходимо выполнить авторегулятор с постоянным коэффициентом сжатия (или расширения) в пределах рабочего диапазона. Как уже указывалось, такой вид характеристики имеет ряд преимуществ. Зависимость выходного напряжения от входного при этом степенная ($U_{вых}=U_{вх}^{\gamma}$), следовательно, коэффициент передачи должен изменяться следующим образом:

$$K=\frac{U_{вых}}{U_{вх}}=\frac{U_{вх}^{\gamma}}{U_{вх}}=U_{вх}^{\gamma-1} \qquad (5)$$

при прямой регулировке и

$$K=\frac{U_{вых}}{U_{вх}}=\frac{U_{вых}}{U_{вых}^{1/\gamma}}=U_{вых}^{\frac{\gamma-1}{\gamma}} \qquad (6)$$

при обратной регулировке.

Требуется определить, какой коэффициент сжатия (расширения) можно получить, применяя в качестве управляемых элементов ламповую потенциометрическую схему и потенциометрические схемы на полупроводниковых диодах.

Для простоты анализа полагаем, что амплитудная характеристика канала управления линейна, и управляющее напряжение $E_{рег}$ прямо пропорционально входному напряжению $U_{вх}$ при прямой регулировке и выходному $U_{вых}$ при обратной.

Ламповая потенциометрическая схема. Для потенциометрической схемы (рис. 19) $U_{вых}=U_{вх}\frac{R_i}{R+R_i}$. При условии $R\gg R_i$ $U_{вых}=U_{вх}\frac{R_i}{R}$, а $K=\frac{U_{вых}}{U_{вх}}\backsim R_i$, т. е. коэффициент передачи следует закону изменения R_i под действием управляющего напряжения.

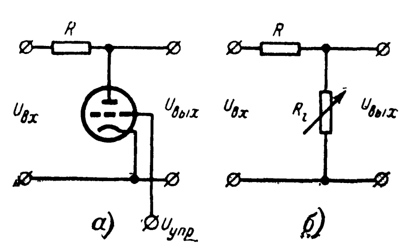


Рис. 19. Ламповое потенциометрическое звено (*а*) и его эквивалентная схема (*б*).

Характеристики ламп (триодов) можно выразить следующим образом:

$$i_а=kU_а^p,$$

причем для многих типов ламп этот закон выполняется при $p=2\div3$. Внутреннее сопротивление лампы R_i можно найти из следующего выражения:

$$R_i=\frac{\Delta u}{\Delta i}=\frac{1}{kp}U_а^{1-p}.$$

Но нам необходимо выразить R_i как функцию сеточного напряжения. Учитывая, что между изменениями анодного и сеточного напряжения существует линейная зависимость:

$$\Delta U_а=\mu\Delta U_с,$$

где μ — коэффициент усиления лампы, получаем:

$$R_i = \frac{1}{kp} (\mu \Delta U_c)^{1-p} = k_1 U_c^{1-p}. \qquad (7)$$

Для получения схем с постоянным коэффициентом преобразования динамического диапазона γ при обратной регулировке согласно (6) необходимо иметь следующий закон изменения внутреннего сопротивления лампы:

$$R_i \backsim K \backsim U_c^{\frac{\gamma-1}{\gamma}}. \qquad (8)$$

Чтобы выяснить, какой коэффициент преобразования γ получается в рассматриваемой схеме, приравняем показатели степени в выражениях (7) и (8):

$$\frac{\gamma-1}{\gamma} = 1 - p, \text{ откуда } \gamma = \frac{1}{p}.$$

Таким образом, данная потенциометрическая схема позволяет выполнить сжиматель с постоянной степенью сжатия $\left(\gamma = \frac{1}{2} \div \frac{1}{3}\right)$.

Для прямой регулировки, сопоставляя (5) и (7), получаем следующее выражение:

$$\gamma - 1 = 1 - p, \text{ т. е. } \gamma = 2 - p.$$

При определенных условиях ($p=2$) такая схема позволяет получить характеристику ограничителя ($\gamma=0$), однако применяется она редко, так как выгоднее применить в ограничителе более простую ламповую схему (например, прямого действия на лампах с переменной крутизной) либо применить потенциометрическую схему с обратной регулировкой.

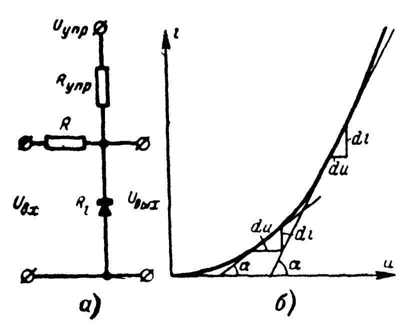


Рис. 20. Диодное потенциометрическое звено (*а*) и вольт-амперная характеристика диода (*б*)

Здесь следует заметить, что ограничитель с обратной регулировкой можно выполнить при любой форме характеристики управляемого элемента; необходимо лишь, чтобы коэффициент передачи непрерывно монотонно уменьшался под действием управляющего напряжения.

Потенциометрические схемы на диодах. В данных схемах (рис. 20) в качестве управляемого сопротивления используется дифференциальное сопротивление диода, включенного в прямом направлении по отношению к управляющему напряжению. Как видно из рисунка 20,*б*, это сопротивление $\left(R_i = \frac{\Delta u}{\Delta i} = \text{ctg}\,\alpha\right)$ уменьшается с ростом управляющего тока, причем закон изменения определяется

вольт-амперной характеристикой диода $i=f(u)$, а коэффициент передачи схемы пропорционален величине $R_i (R \gg R_i)$.

Как и в ранее рассмотренном случае, управление может производиться как со входа авторегулятора (прямая регулировка), так и с выхода (обратная регулировка). Кроме того, вид получаемой регулировочной характеристики зависит от величины внутреннего сопротивления источника управляющего сигнала $R_{\text{упр}}$. Практическое значение имеют два случая:

$R_{\text{упр}} \gg R_i$ (так называемая схема с «независимым» током);

$R_{\text{упр}} \ll R_i$ (схема с «независимым» напряжением).

Рассмотрим возможные комбинации этих схем и способов управления.

Как известно, характеристика «идеального» *p-n*-перехода описывается уравнением

$$i = c_1 e^{c_2 u} + I_0.$$

Для реальных диодов может иметь место отклонение от экспоненциального закона. В частности, у многих типов диодов имеются участки характеристики, которые хорошо следуют закону степенной функции

$$i = cu^p.$$

Ниже будет проведен анализ нелинейных элементов с экспоненциальной и степенной вольт-амперной характеристикой. Предполагается, что выполняется условие $R \gg R_i$ (рис. 20), т. е. закон изменения коэффициента передачи следует закону изменения сопротивления нелинейного элемента.

Допустим, что вольт-амперная характеристика диода описывается экспонентой

$$i = c_1 e^{c_2 u} + I_0.$$

Если в цепи управления использована схема с независимым током ($i \sim U_{\text{упр}}$), то

$$R_i = \frac{\Delta u}{\Delta i} = \frac{c_3}{i} = c_4 U_{\text{упр}}^{-1}.$$

Учитывая (5) и (6), получаем для обратной регулировки:

$$\frac{\gamma - 1}{\gamma} = -1;\ \gamma = \frac{1}{2};$$

для прямой регулировки

$$\gamma - 1 = -1;$$

$$\gamma = 0.$$

Таким образом, при обратной регулировке данная схема позволяет осуществить сжиматель с постоянной степенью сжатия $\gamma = 1/2$; при прямой регулировке получается характеристика ограничителя.

Если в цепи управления используется схема с независимым напряжением ($u \sim U_{\text{упр}}$), то

$$R_i = \frac{\Delta u}{\Delta i} = \frac{1}{c_1 c_2} e^{-c_2 u} = c_3 e^{-c_4 U_{\text{упр}}}.$$

Поскольку сопротивление нелинейного элемента не следует закону степенной функции, как это требуется согласно (5) и (6), то в этом случае не обеспечивается постоянный коэффициент преобразования динамического диапазона γ.

Рассмотрим теперь случай, когда вольт-амперная характеристика диода описывается степенной функцией

$$i = cu^{p}.$$

Если в цепи управления используется схема с независимым управляющим током ($i \backsim U_{\text{упр}}$), то

$$R_i = \frac{\Delta u}{\Delta i} = c_1 i^{\frac{1-p}{p}} = c_2 U_{\text{упр}}^{\frac{1-p}{p}}.$$

Учитывая (5) и (6), для обратной регулировки получаем:

$$\frac{\gamma - 1}{\gamma} = \frac{1-p}{p},$$

откуда

$$\gamma = \frac{p}{2p-1};$$

для прямой регулировки

$$\gamma - 1 = \frac{1-p}{p},$$

откуда

$$\gamma = \frac{1}{p}.$$

Если используется схема с независимым управляющим напряжением ($u \backsim U_{\text{упр}}$), то

$$R_i = \frac{\Delta u}{\Delta i} = c_3 u^{1-p}.$$

В случае обратной регулировки

$$\frac{\gamma - 1}{\gamma} = 1 - p,$$

откуда

$$\gamma = \frac{1}{p};$$

в случае прямой регулировки

$$\gamma - 1 = 1 - p,$$

откуда

$$\gamma = 2 - p.$$

Полученные формулы справедливы для схемы 20,*a*, в которой осуществляется сжатие динамического диапазона. Для расширения динамического диапазона можно использовать включение элементов, при котором регулируемое сопротивление R_i и постоянное сопротивление R меняют местами.

Таблица 3

Зависимость между коэффициентом преобразования динамического диапазона и вольт-амперной характеристикой управляемого элемента

Вольт-амперная характеристика	Схема с независимым током			Схема с независимым напряжением		
	Сжиматель		Расширитель	Сжиматель		Расширитель
	Прямая регулировка	Обратная регулировка	Прямая регулировка	Прямая регулировка	Обратная регулировка	Прямая регулировка
$i = cu^p$	$\gamma_c = \frac{1}{p}$	$\gamma_c = \frac{p}{2p-1}$	$\gamma_p = \frac{2p-1}{p}$	$\gamma_c = 2 - p$	$\gamma_c = \frac{1}{p}$	$\gamma_p - p$
$i = c_1 e^{c_2 u} + I_0$	$\gamma_c = 0$	$\gamma_c = \frac{1}{2}$	$\gamma_c = \frac{1}{2}$	$\gamma \neq \text{const}$		

При этом

$$U_{вых} = U_{вх} \frac{R}{R_t + R}.$$

Если $R_t \gg R$, то коэффициент передачи делителя

$$K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} \backsim \frac{1}{R_t},$$

т. е. обратно пропорционален сопротивлению нелинейного элемента.

Для этой схемы, по сравнению с ранее рассмотренной, преобразование динамического диапазона будет обратным, при том же законе изменения сопротивления нелинейного элемента. Учитывая последнее замечание, можно показать, что для расширителя с прямой регулировкой коэффициент расширения будет равен обратной величине коэффициента сжатия сжимателя с обратной регулировкой, если нелинейные элементы однотипные

Полученные результаты сведены в табл. 3.

При конструировании авторегуляторов следует помнить, что схема с независимым напряжением требует меньшей мощности в цепи управления, но не обеспечивает постоянных временных характеристик в широком динамическом диапазоне и имеет плохую температурную стабильность, поэтому более распространена схема с независимым током.

Графический метод расчета амплитудной характеристики авторегулятора

В ряде случаев аппроксимация регулировочных характеристик управляемых элементов простыми математическими выражениями затруднительна. Это вызывает в свою очередь трудности при расчете амплитудной характеристики авторегулятора.

В общем виде задача может быть решена графическим способом. Поясним вкратце такой метод на примере расчета сжимателя динамического диапазона.

Пусть нам требуется выполнить сжиматель с характеристикой, изображенной на рис. 21,*а*. Допустим, мы выбрали схему управляющего узла и определили экспериментально, что его регулировочная характеристика (зависимость коэффициента передачи от регулирующего сигнала) имеет вид, изображенный на рис. 21,*б* (такой характер, например, имеет зависимость крутизны электронной лампы от сеточного смещения).

Для определения интересующей нас характеристики канала управления $E_{рег} = f_3(U_{вх\ упр})$ выполним построение, изображенное на рис. 21,*в*. Здесь в первом квадранте построена амплитудная характеристика (та же, что и на рис. 21,*а*) сжимателя, а слева от нее семейство характеристик $U_{вых} = f(E_{рег})$ при фиксированных значениях $U_{вх}$. Для построения этого семейства используется кривая 21,*б*, поскольку $U_{вых} = KU_{вх}$. Важно, чтобы были приняты одни и те же фиксированные значения $U_{вх1} \div U_{вх5}$ при построении кривых слева и справа от оси ординат. Каждой из точек *1—4* результирующей амплитудной характеристики сжимателя соответствуют точки *1'—4'* на семействе характеристик $U_{вых} = f(E_{рег})$, причем по-

следние находятся на пересечении горизонтальных линий, исходящих из точек 1—4, с характеристикой $U_{вых}=f(E_{рег})$, построенной для соответствующего значения $U_{вх}$. Для дальнейшего построения необходимо знать вид регулировки, используемой в сжимателе. Допустим, мы используем прямую регулировку. В этом случае $U_{вх.упр}=U_{вх}$. На графике на ось $U_{вх.упр}$ сносятся значения $U_{вх1}\div U_{вх4}$, далее проводятся горизонтальные прямые линии до пересечения с вертикальными, проведенными из точек 1'—4', соответствующих данному значению $U_{вх}$. По полученным точкам 1''—4'' строится искомая характеристика $E_{рег}=f(U_{вх.упр})$.

Если в авторегуляторе используется обратная регулировка, то на ось $U_{вх.упр}$ необходимо наносить значения $U_{вых}$, как это показано на рис. 22.

Следует обратить внимание читателей также на то, что в этом примере задана другая форма требуемой амплитудной характеристики, а именно: сжатие начинается не с самых малых входных уровней, а лишь при определенном значении $U_{вх}$. Из построения видно, что для этого необходимо в канале управления применить задержку регулировки, например введением в схему детектирования задерживающего напряжения E_0.

Таким образом, при графическом расчете определяется характеристика управляемого канала, что дает возможность приступить к ее реализации — определить коэффициент усиления канала управления, вид нели-

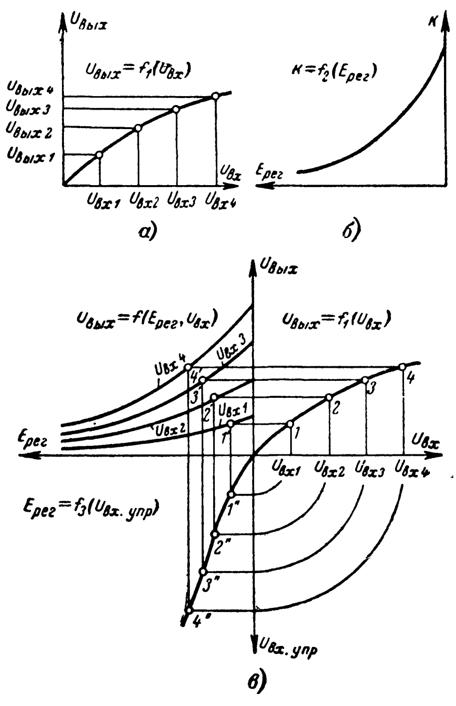


Рис. 21. Графический расчет сжимателя с прямой регулировкой.

а — заданная характеристика; *б* — регулировочная характеристика управляемого звена; *в* — построение искомой характеристики канала управления.

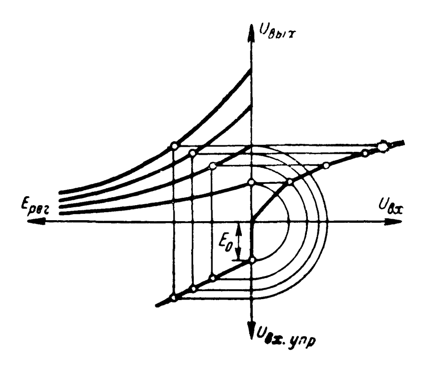


Рис. 22. Графический расчет сжимателя с обратной регулировкой

нейности, величину задержки и т. д. Может быть решена и другая задача, например при заданной регулировочной характеристике управляемого элемента и линейной характеристике канала управления (линейный усилитель) определить, какова будет амплитудная характеристика авторегулятора.

Глава пятая

ВРЕМЕННЫЕ ПАРАМЕТРЫ АВТОРЕГУЛЯТОРОВ

Инерционность авторегуляторов и определяющие ее параметры

Инерционность авторегулятора означает то, что изменение его коэффициента передачи происходит не сразу после изменения величины сигнала на его входе, а с некоторым замедлением во времени. Инерционность авторегулятора не может быть охарактеризована одной величиной. Процессы уменьшения коэффициента передачи и его увеличения под действием управляющего сигнала идут с разной скоростью. Для полной характеристики инерционности авторегулятора необходимо знать две величины: время у с т а н о в л е н и я (или срабатывания) и время в о с с т а н о в л е н и я.

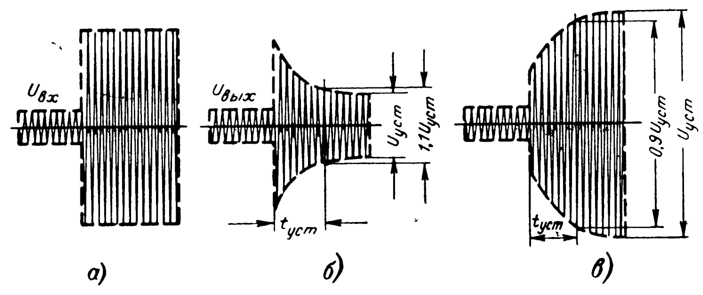


Рис. 23. Процесс установления, форма сигнала.
а — на входе; *б* — на выходе сжимателя; *в* — на выходе расширителя.

Установлением или срабатыванием принято считать реакцию авторегулятора на скачкообразное повышение уровня сигнала на входе устройства, а восстановлением — на его скачкообразное уменьшение[1]. Так как переходные процессы теоретически длятся бесконечно долго, время установления и восстановления принято отсчитывать от момента начала переходного процесса до момента его завершения на 90%. Так, если напряжение сигнала на выходе

[1] Для шумоподавителей принято считать процессом срабатывания уменьшение усиления при пропадании полезного сигнала, а процессом восстановления — восстановление усиления при появлении сигнала.

авторегулятора увеличивается под действием управляющего напряжения, длительность переходного процесса отсчитывают от его начала до момента, когда выходное напряжение достигнет 0,9 своего установившегося значения. Если под действием того же управляющего сигнала напряжение на выходе авторегулятора уменьшается, то концом переходного процесса считают момент, когда выходное напряжение достигнет 1,1 своей установившейся величины. Процессы установления и восстановления проиллюстрированы рис. 23 и 24.

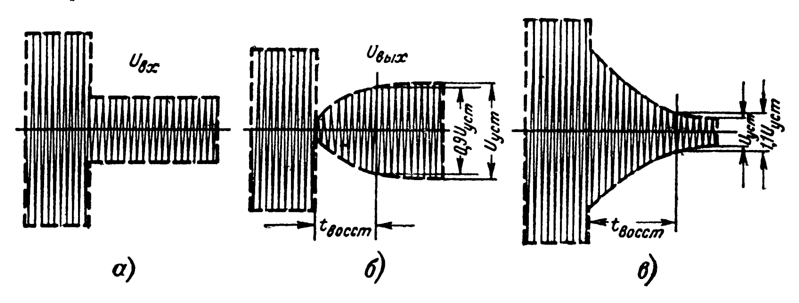


Рис. 24. Процесс восстановления, форма сигнала.
а — на входе; *б* — на выходе сжимателя; *в* — на входе расширителя.

Управляющим напряжением часто служит огибающая входного или выходного сигнала, которая формируется детектором и стоящим за ним фильтром. В некоторых случаях управляющее напряжение формируется более сложными методами, чем простое выделение огибающей сигнала. К таким методам относятся разного рода нелинейные преобразования исходного и продетектированного сигнала (например, детектирование с задержкой), введение временных задержек, автоматическое изменение в зависимости от уровня сигналов постоянных времени управляющих цепей.

Выбор инерционности авторегулятора определяется его назначением.

Выбор величины времени установления и восстановления

Выясним, какими временными параметрами должны обладать авторегуляторы различных типов. Рассмотрим устройства, предназначенные для защиты элементов электроакустического тракта передачи (магнитной ленты, мощных усилителей, радиопередающих устройств и т. п.) от перегрузок В этом случае авторегулятор должен иметь амплитудную характеристику ограничения. Но для того, чтобы сколь угодно короткие сигналы преобразовывались в соответствии со статической амплитудной характеристикой (не наблюдалось выбросов при ограничении), время срабатывания ограничителя должно быть бесконечно малым. Однако столь строгое требование для практики является излишним, так как, во-первых, сами звуковые сигналы нарастают не мгновенно, а имеют некоторый период нарастания, во-вторых, без особого ущерба для качества звучания можно допустить кратковременные выбросы (так называемые «пики срабатывания») при переходных процессах установления ограничителя.

Для большинства источников звука время нарастания звучания не менее 5 *мсек* (так, например, звуки речи имеют время установления 6—120 *мсек*, кларнета 50—70 *мсек*, саксофона 36—40 *мсек*, флейты 200—300 *мсек*, скрипки 80—120 *мсек* и т. д.). При таком условии величина выброса на выходе ограничителя будет весьма незначительной, если время срабатывания ограничителя будет не более 1—2 *мсек*. Все же имеется небольшая группа источников звука с временем установления звучания меньшим, чем 5 *мсек* (электромузыкальные инструменты, некоторые типы ударных инструментов, естественные источники шумов и т. п.). Для таких сигналов ограничение без значительных выбросов возможно лишь в случае, если время установления ограничителя не превышает 100—200 *мксек*. Однако лишь некоторые типы ограничителей профессионального назначения имеют столь малое время срабатывания.

В большинстве случаев, если по условиям работы требуется защитить установку от сколь угодно коротких импульсов перегрузки (например, защита мощных усилителей и модуляторов, защита от «перерезания» канавок при грамзаписи и т. д.), находят более простой и надежный способ: дополняют инерционный ограничитель мгновенно работающим безынерционным ограничителем, порог срабатывания которого лежит на 1—1,5 *дб* выше номинального выходного уровня инерционного ограничителя. В этом случае будут «срезаться» лишь пики срабатывания; безынерционный ограничитель при таком использовании называют пикосрезателем.

Если же кратковременные импульсы перегрузки не опасны для работы защищаемой установки (например, в случае записи на магнитную ленту), то специальных мер для предотвращения выбросов при работе ограничителя принимать не нужно. В худшем случае при этом в момент прохождения импульсов возникнут нелинейные искажения большей или меньшей величины в зависимости от перегрузочной способности последующих звеньев.

Способность слуха распознавать нелинейные искажения коротких импульсов значительно понижена по сравнению с оценкой искажений длительных тонов. Так, при ограничении амплитуды искажения воспринимаются лишь в тех случаях, когда длительность сигнала составляет не менее 10—20 *мсек*. Поэтому именно до таких значений можно увеличить время установления ограничителей для радиолюбительских устройств. Для профессиональных ограничителей обычными являются значения времени установления около 0,5—2 *мсек*.

Все сказанное можно отнести и к выбору времени установления сжимателей динамического диапазона, однако при этом нужно учесть ряд особенностей их работы. Если ограничители используются для защиты от с л у ч а й н ы х перегрузок, то в сжимателях регулировка происходит почти непрерывно и переходные процессы срабатывания возникают значительно чаще. В этих условиях следует обратить внимание на то, что из-за переходных процессов установления видоизменяются фронты нарастания («атака») сигналов естественных источников звука. В музыкальном отношении эти процессы очень важны; своеобразие звучания многих инструментов во многом определяется характером атаки, поэтому при выборе величины времени установления сжимателей необходимо учитывать это обстоятельство.

Единого, общепринятого значения времени установления для сжимателей в настоящее время пока нет. По-видимому, для разных

источников звука оптимальными являются различные временные параметры. В частности, по данным некоторых исследователей, короткие времена установления, характерные для ограничителей уровня (меньше одной миллисекунды), не являются наилучшими с точки зрения натуральной передачи естественных переходных процессов. Наиболее часто встречаются в профессиональной практике сжиматели с временем установления 4—5 *мсек.*

Были предприняты также попытки создать авторегуляторы, не искажающие нарастающих фронтов звучаний. Блок-схема одного из таких устройств показана на рис. 25; здесь благодаря введению

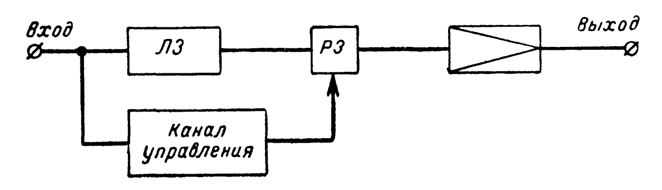


Рис. 25. Блок-схема авторегулятора с задержкой сигнала в прямом канале.

ЛЗ — линия задержки; *РЗ* — регулируемое звено.

линии задержки *ЛЗ* в основной канал авторегулятора к моменту прихода сигнала к регулируемому звену *РЗ* процесс регулировки (изменение усиления) уже заканчивается и фронт сигнала сохраняет свою естественную крутизну. Такой авторегулятор можно построить, применяя только прямую регулировку.

В ограничителях, выполненных по такой схеме, можно полностью исключить выбросы при срабатывании. Однако выполнение линии задержки с требуемыми временными характеристиками и качественными показателями представляет собой определенные трудности, поэтому такая схема употребляется редко.

Рассмотрим теперь, каким должно быть время восстановления авторегуляторов различного типа. Начнем с ограничителя максимальных уровней. Чаще всего требуется, чтобы работа ограничителя была малоощутима на слух, т. е. всякого рода искажения, в том числе искажения динамики, были по возможности менее заметными. Но так как работа ограничителя принципиально связана с динамическими искажениями в верхней части диапазона уровней, то необходимо использовать некоторые свойства слуха (такие, как маскировка и адаптация), чтобы сохранилось субъективное впечатление ненарушенной динамики звучания. Правильный выбор величины времени восстановления играет при этом очень большую роль.

При малой величине времени восстановления нарушаются динамические соотношения (контрастность) между двумя следующими друг за другом фрагментами звучания, если первый имеет уровень, превышающий порог срабатывания ограничителя, а второй — значительно меньший. Это объясняется тем, что после перегрузки коэффициент передачи быстро восстанавливает свою первоначальную величину, и разница в громкости между предыдущим и последующим фрагментами уменьшится. Однако наш слух обладает способностью лучше различать разницу в громкости, если звуковые процессы следуют непосредственно друг за другом, чем в том слу-

чае, если они разнесены по времени. Поэтому при замедленном процессе восстановления контрасты при изменении уровней в течение некоторого времени будут сохранены, что на слух делает работу авторегулятора менее заметной. Кроме того, при большом времени восстановления не нарушается процесс затухания сигналов, т. е сохраняется впечатление естественности реверберации помещения, откуда ведется передача.

Однако слишком большое значение времени восстановления также нежелательно. Иногда в речевом и музыкальном сигналах могут встречаться импульсы небольшой длительности, но значительной амплитуды, вызывающие глубокую регулировку в авторегуляторе (понижение усиления). Но поскольку из-за небольшой длительности эти звуки в малой степени участвуют в формировании субъективного впечатления громкости, то нет необходимости в замедлении процесса восстановления для сохранения контрастности звучания. Напротив, желательно, чтобы в этом случае (к примеру, это могут быть аплодисменты, удар в тарелки, звуки ударного характера при шумовом оформлении спектакля и т. п.) усиление восстанавливалось как можно быстрее, иначе последующие фрагменты до завершения процесса восстановления будут иметь излишне малую громкость.

Практически этот вопрос решают путем компромисса. Профессиональные ограничители чаще всего имеют время восстановления в пределах 1—4 *сек.*

Следует заметить, что при таком времени восстановления действие ограничителя аналогично работе звукорежиссера; примерно с такой скоростью звукорежиссер плавно уменьшает затухание регуляторов микшерного устройства при переходе от громкого места в передаче к тихому.

Иногда встречаются авторегуляторы с переменным временем восстановления, управляемым самой программой. Такая схема изо-

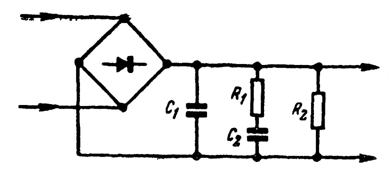


Рис. 26. Схема зарядно-разрядной цепи, обеспечивающей зависимое от длительности воздействия время восстановления.

бражена на рис. 26. Здесь зарядная цепь имеет не один, как обычно, а два конденсатора, причем один из них — C_1 — заряжается непосредственно от диодов цепи управления и время его заряда соответствует требуемому значению времени установления авторегулятора в целом, а другой — C_2 большей величины — заряжается через сопротивление R_1 и время его заряда значительно больше.

Если сильные сигналы, вызывающие регулировку, имеют небольшую длительность, то конденсатор C_2 не успевает зарядиться через сопротивление R_1. При следующем вслед за этим процессе восстановления скорость спадания регулирующего напряжения будет определяться лишь разрядом конденсатора C_1 через сопротивление R_2. Постоянная времени этой цепочки сравнительно невелика и время восстановления будет малым. Если же регулировка проходит под воздействием длительного сигнала, то конденсатор C_2 успевает

полностью зарядиться и процесс разряда будет гораздо длительнее, чем в предыдущем случае. В основном постоянная времени разряда будет определяться произведением C_2 (R_1+R_2). Таким простым способом в некоторой степени решается упомянутая выше проблема — изменение временных параметров авторегуляторов в зависимости от свойств обрабатываемого сигнала.

Все сказанное по поводу выбора величины времени восстановления ограничителей относится и к устройствам АРУ, работающим в магнитофонах для поддержания постоянного уровня записи, а также и к другим типам сжимателей динамического диапазона в случаях, если ставится задача сделать процесс регулировки по возможности менее заметным на слух.

Совершенно иные требования предъявляются к авторегуляторам, цель которых — обеспечить максимальную помехозащищенность сигнала. Так, условия передачи или приема могут быть настолько плохими, что необходимо наиболее эффективным способом перекрыть мешающие шумы, а добиваться сохранения иллюзии естественного звучания совершенно нецелесообразно. При таких условиях эффект будет максимален, если сжиматель имеет достаточно малое время восстановления. Только в этом случае после сильных звуков, вызывающих уменьшение усиления, к моменту следующих затем слабых звуков коэффициент передачи будет успевать возрастать до значений, соответствующих статической амплитудной характеристике сжимателя. Например, помехоустойчивость речевого сигнала может быть значительно увеличена, если сжиматель будет «успевать» выравнивать по громкости отдельные слоги внутри слов, повышая громкость тихих слогов до уровня наиболее громких. Время восстановления при этом должно быть равным 50—100 *мсек,* что примерно соответствует длительности слогов. Такие сжиматели находят применение в технике связи под названием «слоговых».

Уменьшая время восстановления, можно добиться выравнивания даже отдельных звуков (фонем) внутри слов. Предельным случаем здесь является безынерционный сжиматель (или ограничитель), воздействующий на мгновенные значения сигнала. Однако при достаточно малом времени возврата, помимо изменения огибающей сигнала, начинают претерпевать изменения мгновенные значения, что проявляется как появление нелинейных искажений.

Взаимосвязь между временными параметрами и нелинейными искажениями при регулировке

Плавная регулировка усиления не изменяет формы колебаний и не приводит к появлению нелинейных искажений, поскольку при этом за время периода колебания изменением усиления можно пренебречь. Постоянные времени авторегулятора определяют скорость изменения усиления, поэтому нам необходимо выяснить, при каких условиях можно избежать искажений.

Рассмотрим влияние времени восстановления на величину нелинейных искажений. Допустим, на авторегулятор поступает синусоидальный сигнал неизменной амплитуды. Рассмотрим форму колебаний напряжения на зарядном конденсаторе и на выходе авторегулятора в установившемся режиме (по окончании процесса установления).

Если бы время восстановления было бесконечно большим, то на выходе фильтра установилось бы постоянное напряжение, определяющее глубину регулировки в соответствии со статическими характеристиками авторегулятора. В реальных условиях из-за конечного времени восстановления через каждые полпериода или период частоты (в зависимости от типа детектора цепи управления) конденсатор поочередно частично разряжается и вновь «подзаряжается» в моменты следования максимальных значений сигнала. Таким образом, на выходе управляющего канала помимо постоянной составляющей регулирующего напряжения будут наблюдаться пульсации этого напряжения, являющиеся нежелательными при работе авторегулятора. Напряжение пульсаций, попадая на управляемый элемент вместе с полезным сигналом, может проходить на выход схемы и, складываясь с сигналом, искажать его форму (нелинейные искажения). В особенности это явление сказывается при однотактной схеме управляющего узла.

В плечах двухтактной схемы происходит взаимная компенсация таких помех аналогично подавлению помех срабатывания (см. гл. 3).

Помимо непосредственного прохождения на выход схемы, пульсации управляющего напряжения вызывают периодическое изменение коэффициента передачи управляемого узла синхронно с частотой полезного сигнала, что также проявляется в виде нелинейных искажений. Такого рода искажения нельзя устранить применением двухтактной схемы управляемого узла. Величина пульсаций управляющего напряжения будет тем более, чем меньше время восстановления и чем ниже частота сигнала. Например, при времени восстановления около 100—150 *мсек* пульсации приводят к появлению слышимых искажений при сжатии музыкальных программ, в то время как на речевом сигнале при этих условиях искажения еще малозаметны, так как спектр речи в отличие от музыки не содержит составляющих в области нижних частот (ниже 100 *гц*). Кроме того, величина пульсаций и связанных с ними искажений тем больше, чем глубже регулировка (степень изменения усиления).

Известно несколько способов борьбы с нелинейными искажениями на низких частотах, возникающих в авторегуляторах с малым временем восстановления. Во-первых, это применение двухтактной схемы детектирования управляющего сигнала. В этом случае частота пульсаций будет вдвое превышать частоту входного сигнала и за период пульсаций зарядный конденсатор «успевает» разрядиться на меньшую величину, чем при однотактной схеме детектирования. Амплитуда пульсаций и величина вносимых искажений здесь меньше. Этот фактор часто не учитывают при проектировании схем авторегуляторов. Во-вторых, как уже упоминалось, пульсации в меньшей степени сказываются при двухтактной схеме управляемого узла. При хорошей симметрии плеч можно устранить непосредственное прохождение пульсаций на выход схемы авторегулятора.

Далее можно применить один из методов непосредственного уменьшения амплитуды пульсаций. Так, например, вместо однозвенного RC-фильтра в цепи управления можно применить многозвенный фильтр, который при тех же значениях времени установления и восстановления обеспечивал бы лучшую фильтрацию выпрямленного напряжения. Однако такой способ применяется редко; он может быть использован лишь при прямой регулировке. Анализ работы

авторегулятора с обратной регулировкой и многозвенным фильтром показывает, что переходные процессы здесь могут проходить нежелательным образом (возможна так называемая «перерегулировка» — изменение усиления в большей степени, чем это необходимо с последующим медленным процессом восстановления). При глубокой регулировке такая система склонна к самовозбуждению. Значительно лучшие результаты могут быть получены при использовании схем, изображенных на рис. 27. В этих схемах разряд конденсатора

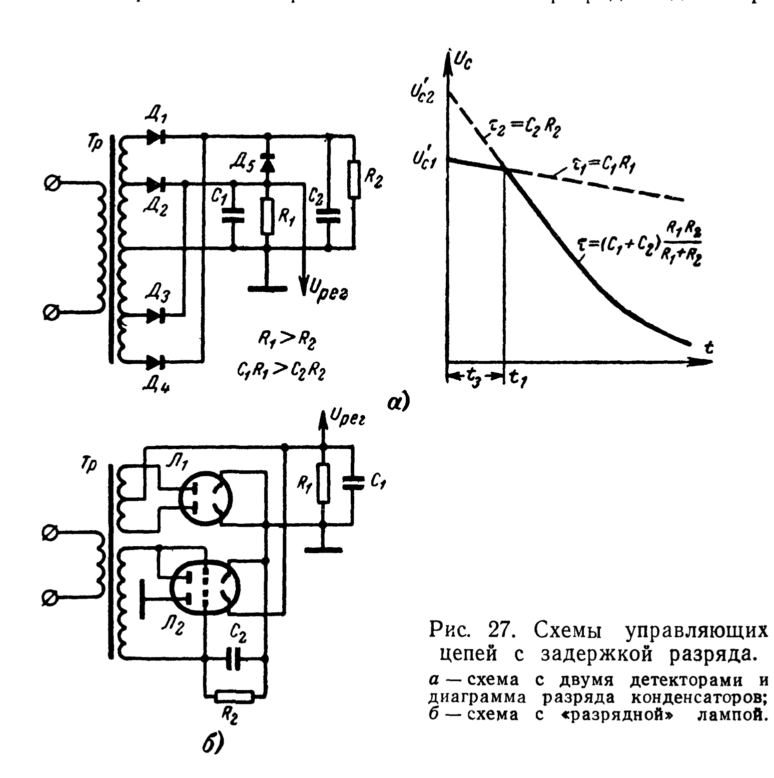


Рис. 27. Схемы управляющих цепей с задержкой разряда.
а — схема с двумя детекторами и диаграмма разряда конденсаторов; *б* — схема с «разрядной» лампой.

фильтра задерживается на время, превышающее период пульсаций. При минимальной частоте сигнала 30 *гц* и двухполупериодном детектировании длительность задержки составляет около 20 *мсек*.

В схеме на рис. 27,*а* используются два детектора: рабочий (диоды $Д_2$ и $Д_3$) и вспомогательный (диоды $Д_1$ и $Д_4$). Постоянная времени цепи разряда основного детектора $\tau_1=C_1R_1$ значительно больше постоянной времени цепи разряда вспомогательного детектора $\tau_2=C_2R_2$. При воздействии стационарного сигнала выпрямленное напряжение на нагрузке основного детектора меньше, чем на нагрузке вспомогательного, так как первый подключен лишь к части витков трансформатора *Тр*.

Диод $Д_5$ находится в закрытом состоянии, а регулирующее напряжение $U_{рег}$ имеет малые пульсации, поскольку постоянная вре-

мени цепочки C_1R_1 достаточно велика и разрядом конденсатора C_1 за время половины периода сигнала можно пренебречь.

Когда сигнал пропадает (или уменьшается), начинается процесс восстановления авторегулятора. В первый момент регулирующее напряжение уменьшается незначительно (из-за большой постоянной времени цепочки C_1R_1, как это показано на диаграмме напряжений рис. 27,*а*). Тем временем конденсатор C_2 вспомогательного фильтра, заряженный вначале до большого напряжения U'_{c2}, разряжается значительно быстрее, чем C_1, и в момент времени t_1 (по окончании времени задержки $t_з$) напряжения на конденсаторах сравняются. Начиная с этого момента, диод $Д_5$ открывается и происходит быстрое уменьшение регулирующего напряжения, поскольку конденсатор C_1 (совместно с C_2) разряжается теперь в основном через небольшое сопротивление R_2.

Аналогично работает схема, изображенная на рис. 27,*б*. Здесь параллельно основному фильтру R_1C_1 с большой постоянной времени включен нижний по схеме триод лампы $Л_2$. При воздействии стационарного сигнала этот триод оказывается запертым отрицательным напряжением на сетке, образующимся при детектировании сигнала с дополнительной обмотки трансформатора *Тр* верхней половиной лампы $Л_2$, включенной диодом.

Нагрузкой этого детектора является цепь R_2C_2 с малой постоянной времени. При спадании уровня сигнала нижний триод лампы $Л_2$ через некоторое время открывается, быстро разряжая конденсатор C_1 и восстанавливая усиление авторегулятора. Однако до этого момента (время задержки) благодаря большой постоянной времени цепочки R_1C_1 пульсаций управляющего напряжения не возникает. Такая схема, уменьшающая нелинейные искажения, возникающие из-за пульсаций управляющего напряжения, носит название «схемы с разрядной лампой»; подобная схема может быть выполнена и на транзисторах.

Вернемся к вопросу о выборе временных параметров авторегуляторов. Выше было упомянуто о преимуществах устройств с управляемым временем восстановления. Рассмотрим блок-схему (рис. 28) авторегулятора, выполненного по такому принципу. Здесь решается та же задача, что и в схеме рис. 26: при глубокой регулировке, которая может быть вызвана случайными кратковременными перегрузками, восстановление усиления должно быть быстрым. При длительных, но небольших перегрузках время восстановления должно быть сравнительно большим, чтобы избежать искажений динамических контрастов и нелинейных искажений на низких частотах. Для этого в схеме в качестве разрядного сопротивления фильтра в цепи регулировки используется фоторезистор *Фр*, сопротивление которого изменяется под действием света от лампы накаливания *Л*. Для регулировки освещенности имеется специальный канал управления, включающий в себя усилитель входного сигнала, детектор с фильтром выпрямленного напряжения и усилитель постоянного тока.

При большом входном сигнале (значительные перегрузки) увеличивается освещенность фоторезистора, уменьшается его сопротивление и, следовательно, уменьшается время восстановления При уменьшении сигнала действие схемы обратное. Однако схема имеет одну особенность: в канале управления временем восстановления имеется частотный корректор *К*, не пропускающий низкие

частоты, поэтому при значительных перегрузках низкочастотными сигналами время восстановления не уменьшается, так как в противном случае увеличились бы нелинейные искажения из-за влияния пульсаций управляющего напряжения.

Следует, однако, заметить, что пульсации управляющего напряжения опасны не только при воздействии низких частот, но и при одновременном воздействии нескольких более высоких частот,

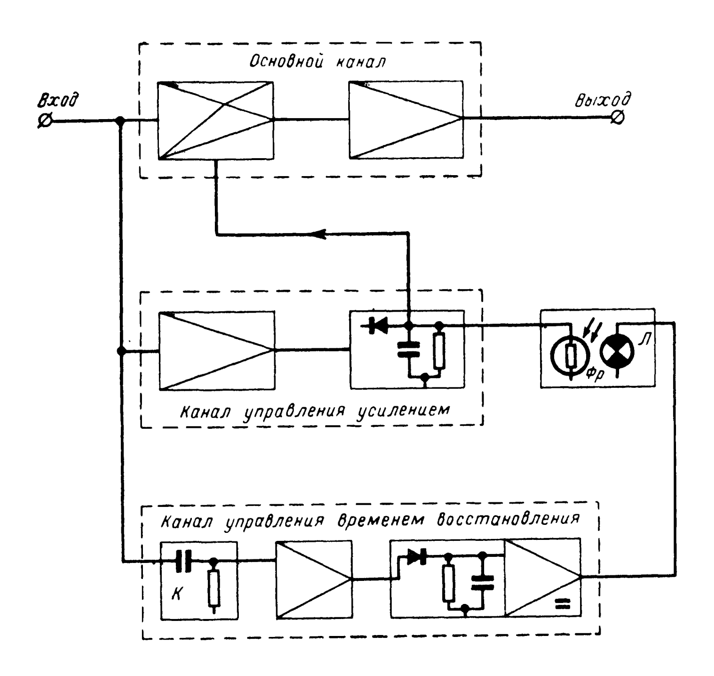


Рис. 28. Блок-схема авторегулятора с управляемым временем восстановления.

поскольку в цепи управления могут образоваться разностные сигналы с низкой частотой. Так, например, если на вход авторегулятора поступают одновременно частоты 1 000 и 1 030 *гц*, то при детектировании такого сигнала на выходе цепи управления будут наблюдаться пульсации с частотой 1 030—1 000=30 *гц*. В результате паразитной модуляции исходных сигналов на выходе авторегулятора появляются продукты нелинейных искажений — составляющие с частотами 970 и 1 060 *гц* (наряду с проникание напряжения пульсации 30 *гц*).

Заметим, что в этом случае даже при двухполупериодном детектировании управляющего сигнала не происходит удвоения частоты пульсаций, как при однотональном воздействии, что может привести к большей величине нелинейных искажений.

Расчет временных характеристик

Рассмотрим вопрос о том, как рассчитать цепь управления, чтобы получить заданные временные параметры авторегулятора. Ограничимся наиболее простым и наиболее часто встречающимся случаем, когда в канале управления используется однозвенная RC цепь (рис. 29). Эквивалентная схема такой цепи приведена на рис. 29,*б*.

Сопротивление цепи заряда $R_з$ образовано суммированием выходного сопротивления предшествующего усилителя канала управ-

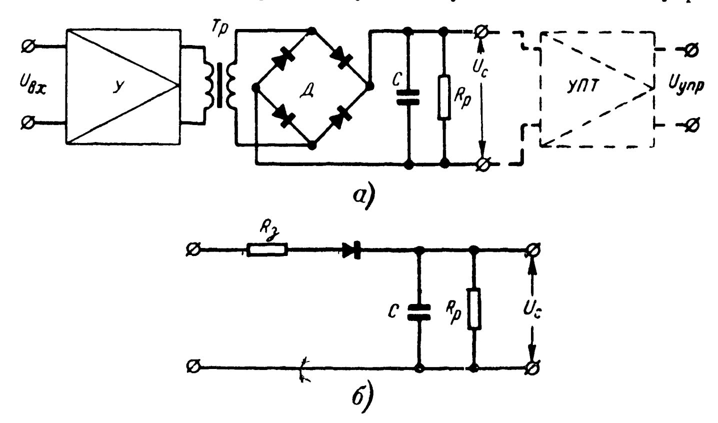


Рис. 29. Цепь управления (*а*) и ее эквивалентная схема (*б*).

ления $R_{iу}$, сопротивления обмоток переходного трансформатора (при его наличии) $R_{тр}$ и сопротивления выпрямительных диодов $R_д$. Кроме того, в схему может включаться дополнительное сопротивление для регулировки времени установления.

При расчете сопротивления цепи разряда $R_р$ следует учитывать входное сопротивление всех последующих цепей, включенных параллельно зарядной емкости C (например, входное сопротивление усилителя постоянного тока, который может быть включен между фильтром и управляемым элементом).

При расчете времени восстановления учитывают то обстоятельство, что при этом процессе конденсатор как бы «отключается» от зарядной цепи и напряжение на нем уменьшается по экспоненциальному закону:

$$U_c = U_{c0} e^{-\frac{t}{\tau_р}}, \qquad (9)$$

где U_{c0} — начальное напряжение на конденсаторе; $\tau_р = R_р C$ — постоянная времени разрядной цепи.

Известно, что за промежуток времени, численно равный $\tau_р$, процесс разряда завершается на 63%. Нам необходимо отметить момент времени, когда конденсатор оказывается разряженным на 90%, что свидетельствует о завершении переходного процесса также на 90%. Для этого в выражение (9) подставим величину $U_c =$

$=0{,}1\,U_{c0}$ и решим его относительно t. В результате получим:

$$t_{восст} \approx 3\tau_р = 3R_рC. \qquad (10)$$

В случае процесса установления картина изменения напряжения на зарядном конденсаторе более сложная, так как при этом конденсатор заряжается не от постоянного напряжения, а от пульсирующего, образующегося при детектировании. Подробный анализ, проведенный для случая синусоидального воздействия и двухполупериодного детектирования, показывает, что для завершения процесса заряда на 90% в этом случае необходимо время, равное семикратному значению постоянной времени заряда $\tau_з = R_зC$,

$$\text{т. е. } t_{уст} = 7R_зC. \qquad (11)$$

Эта зависимость справедлива лишь при прямой регулировке в авторегуляторе. При обратной регулировке в цепь управления поступает сигнал с выхода авторегулятора. Этот сигнал уже подвергался действию регулировки, поэтому подача его снова в управляющий канал сильно меняет картину происходящих процессов. Получается своеобразная обратная связь. Так, в сжимателях и ограничителях динамического диапазона в первый момент процесса установления за счет того, что коэффициент усиления уменьшается не сразу, а постепенно, в цепь управления поступает сигнал значительно большей величины, чем в конце процесса. Это вызывает ускорение заряда конденсатора фильтра, причем степень ускорения зависит от величины входного сигнала (глубины регулировки) и от способности канала управления передавать без ограничения сигналы большой амплитуды. Практически время установления сжимателей и ограничителей с обратной регулировкой получается в 5—10 раз меньше, чем значения, рассчитанные по формуле (11).

Свойство схем с обратной регулировкой — ускоренный процесс установления — является большим их достоинством. Например, если требуется выполнить авторегулятор с очень малым временем установления и одновременно с большим временем восстановления, то могут возникнуть некоторые трудности, в особенности, если управляемый элемент требует регулирующего сигнала большой мощности. В этом случае для выполнения второго требования необходим зарядный конденсатор большой емкости, а для выполнения первого требования необходимо очень малое сопротивление зарядной цепи, что усложняет схему усилителя управляющего напряжения.

При обратной регулировке эти требования менее жесткие.

Выше мы допустили, что завершению процесса регулировки на 90% соответствует заряд или разряд конденсатора также на 90%. Оговоримся, что такое соответствие есть лишь в том случае, если регулировочная характеристика управляющего звена прямолинейна, т. е. когда коэффициент передачи авторегулятора линейно зависит от управляющего напряжения, которое выделяется на зарядной емкости Формулы (10) и (11), строго говоря, справедливы лишь для этого случая, но практически их применение не вносит большой ошибки.

При расчетах обычно заранее задано время установления и восстановления. Одну из двух неизвестных величин (R или C фильтра) приходится выбирать, исходя из практической возможности или удобства реализации, а по формулам (10) и (11) определяется другая неизвестная величина

Глава шестая

ПРИМЕРЫ ПРАКТИЧЕСКОГО ВЫПОЛНЕНИЯ АВТОРЕГУЛЯТОРОВ

В этой главе приведены схемы ограничителей, сжимателей и расширителей динамического диапазона, которые применяются в устройствах различного назначения. Рассмотрены примеры конкретного применения авторегулировки в аппаратуре того или иного типа (АРУ в магнитофонах, расширители для систем звуковоспроизведения, устройства повышения эффективности любительской радиосвязи). Наряду с транзисторными схемами приведено несколько ламповых, поскольку ламповые авторегулирующие устройства еще не потеряли своего значения и часто встречаются в профессиональной аппаратуре.

Ограничители уровня и сжиматели динамического диапазона

На рис. 30 приведена схема ограничителя, которую можно считать типовой, «классической» для «лампового» периода звукотехники. Управляемый каскад выполнен на лампах с переменной крутизной, включенных по двухтактной схеме. Нагрузкой этого каскада является резистор R_1. Трансформатор $Тр_2$ осуществляет переход от двухтактной схемы управляемого узла к однотактной схеме выходного каскада, работающей на половине лампы $Л_3$. Другая половина этой лампы является усилителем канала управления. Сигнал на вход канала управления подается с выхода управляемого каскада, т. е. имеет место обратная регулировка.

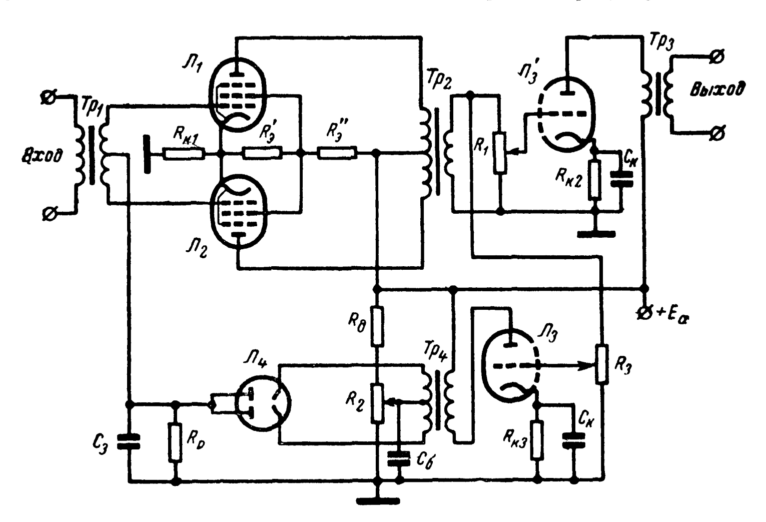


Рис. 30. Схема ограничителя на лампах с переменной крутизной.

Детектор управляющего напряжения — двухполупериодный на двойном диоде ($Л_4$) Для обеспечения порогового действия в цепь детектора с помощью резисторов $R_д$, R_2 вводится задерживающее напряжение (напряжение «противосмещения»), величина этого напряжения может изменяться с помощью регулятора R_2 Время восстановления ограничителя определяется величиной конденсатора фильтра C_3 и разрядного сопротивления $R_р$ Время срабатывания зависит от величины конденсатора C_3 и суммы внутреннего сопротивления лампы $Л_3$, сопротивления обмоток переходного трансфор-

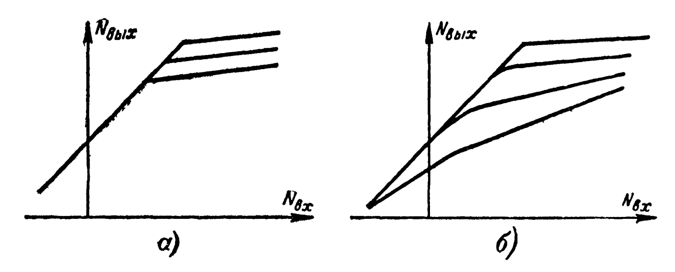


Рис. 31. Амплитудные характеристики ограничителя.
а — при различном усилении управляющего усилителя; *б* — при различной величине противосмещения.

матора $Тр_4$ и прямого сопротивления лампового диода. Изменяя коэффициент передачи канала управления с помощью переменного резистора R_3, можно смещать порог ограничения, как это показано на рис. 31,*а*. При этом наклон характеристик в режиме ограничения сохраняется неизменным. Иначе сказывается изменение напряжения противосмещения с помощью регулятора R_2 (рис. 31,*б*). При увеличении этого напряжения происходит смещение порога ограничения в сторону больших входных (соответственно и выходных) уровней, однако одновременно уменьшается наклон характеристики в области ограничения Увеличивая напряжение противосмещения и усиление канала управления, можно сколь угодно близко подойти к характеристике «идеального» ограничителя, но, как было указано ранее, получить горизонтальный участок при обратной регулировке теоретически невозможно К тому же при очень большом усилении в канале управления система регулирования может потерять устойчивость, в особенности если в управляемом каскаде имеется разбаланс плеч, а время восстановления авторегулятора очень мало.

При уменьшении напряжения противосмещения характеристики приобретают наклонный вид, типичный для сжимателей (рис. 31,*б*). При отсутствии напряжения задержки сжатие начинается с самых малых входных уровней. Таким образом, разделение понятий «сжиматель» и «ограничитель» является весьма условным. Например, ограничитель можно рассматривать как сжиматель с большим коэффициентом сжатия С другой стороны, наличие пороговой регулировки не является определяющим признаком для ограничителей. Часто требуется, чтобы сжатие происходило лишь в некоторой части динамического диапазона, — в этом случае схема сжимателя имеет элементы, обеспечивающие пороговое действие регулировки.

Назначение потенциометра R_1 — регулировка выходного уровня устройства.

Изменения напряжения задержки (противосмещения) и усиления в канале управления одинаково сказываются на амплитудных характеристиках любых авторегуляторов. Поэтому ниже при описании других схем мы не будем подробно останавливаться на подобных влияниях.

На рис. 32 приведена схема высококачественного лампового

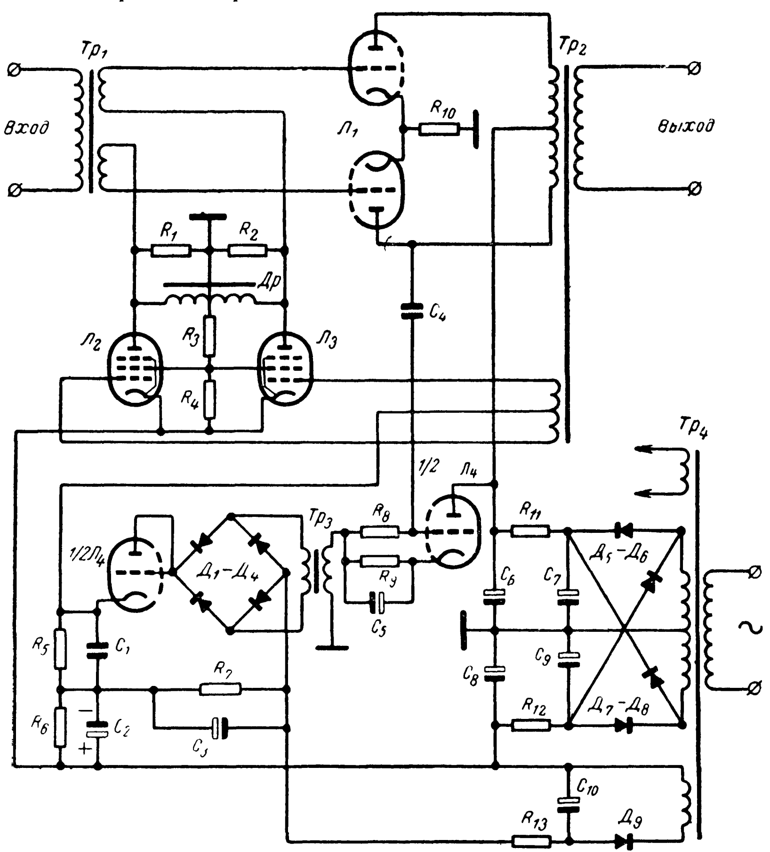


Рис. 32. Схема высококачественного лампового ограничителя с регулируемой обратной связью.

ограничителя. Здесь лампы с регулируемой крутизной ($Л_2$ и $Л_3$) включены в цепь отрицательной обратной связи двухтактного каскада, выполненного на лампе $Л_1$. Начальное отрицательное смещение на лампы $Л_2$ и $Л_3$ подается через резистор R_5 с делителя R_7, R_6, питающегося от специального выпрямителя на диоде $Д_9$. Падение напряжения на резисторе R_7 используется как напряжение задержки в цепи управления.

Когда уровень входного сигнала не доходит до порога ограничения, крутизна ламп $Л_2$ и $Л_3$ минимальна, обратная связь — минимальна, а усиление ограничителя — максимально. В режиме ограничения на зарядном конденсаторе C_1, включенном последовательно с источником начального смещения, образуется напряжение такой полярности, что смещение ламп уменьшается, а глубина от-

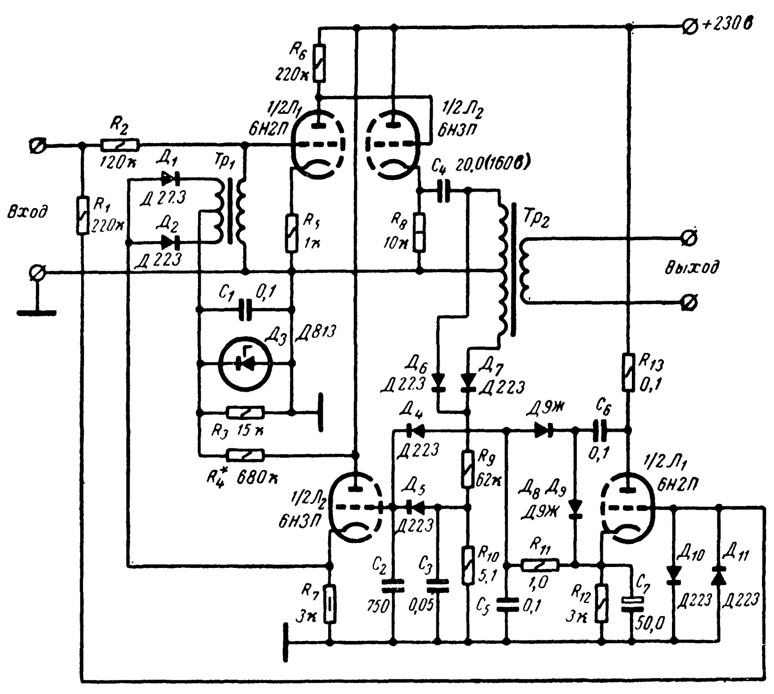


Рис. 33. Схема сжимателя потенциометрического типа с шумоподавлением и ограничением при перегрузках.

рицательной обратной связи увеличивается, что приводит к уменьшению коэффициента передачи ограничителя.

Сигнал в канал управления поступает с выходной ступени (через конденсатор C_4). Регулировка здесь обратная. Усилитель в канале управления представляет собой катодный повторитель на половине лампы $Л_4$. Детектор выполнен по мостовой схеме на диодах $Д_1 \div Д_4$. Последовательно с мостиком включена другая половина лампы $Л_4$ в диодном включении. Это необходимо для предотвращения «натекания» заряда на конденсатор C_1 от источника напряжения задержки через сравнительно невысокое обратное сопротивление полупроводниковых диодов. При применении некоторых типов кремниевых диодов с малой утечкой обратного тока и при надлежащем выборе сопротивления разрядного резистора R_5 надобность в ламповом диоде отпадает.

Для питания на катоды ламп $Л_2$ и $Л_3$ подается отрицательное напряжение от выпрямителя. Благодаря этому осуществлена гальваническая связь между анодами регулируемых ламп и сеточной цепью лампы $Л_1$. Это способствует устранению при регулировке паразитных колебательных процессов, которые могли бы иметь место при емкостной связи, за счет образования совместно с индуктивностями дросселя *Др* и трансформатора $Тр_1$ резонансного контура.

Типичными для такой схемы являются нелинейные искажения 0,3—0,5% в диапазоне ограничителя до 20 *дб* при уровне собственных шумов около —70 *дб*.

Примером авторегулятора со сложной формой амплитудной характеристики является сжиматель динамического диапазона, схема которого приведена на рис. 33. Управляемое звено потенциометрического типа собрано на диодах. Усилительная часть выполнена на лампах. Резистор R_2 является постоянным плечом, а диоды $Д_1$ и $Д_2$ — регулируемым плечом потенциометрического делителя. Основной канал имеет два каскада: усилитель напряжения на половине лампы 6Н2П и катодный повторитель на половине лампы 6Н3П. Авторегулятор имеет трансформаторный выход ($Тр_2$). К первичной обмотке трансформатора подключены диоды $Д_6$, $Д_7$, образующие детектор сигнала обратной регулировки. Выпрямленный сигнал сглаживается конденсатором C_3 и через диод $Д_5$ подается на сетку усилителя постоянного тока (катодный повторитель на второй половине лампы 6Н3П), нагрузкой которого являются регулируемые диоды $Д_1$, $Д_2$ и цепочка C_1, $Д_3$, R_3.

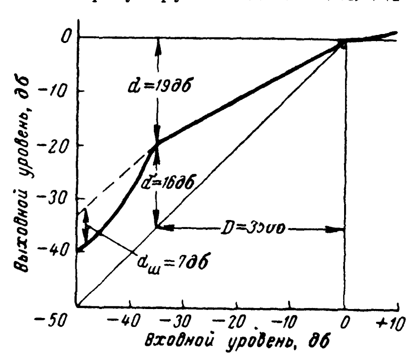


Рис. 34. Амплитудная характеристика сжимателя.

Как видно из рис. 34, амплитудная характеристика этого авторегулятора имеет несколько характерных участков. Основной режим работы— сжатие в диапазоне входных уровней от —35 до 0 *дб* с постоянным коэффициентом сжатия $\gamma = d/D \approx 0{,}55$.

В области больших уровней наступает режим ограничения: сигнал увеличивается не более чем на 1 *дб* при повышении входного уровня на 10 *дб*. В области малых уровней — режим шумоподавления на 7 *дб*. Формирование характеристики происходит следующим образом. При малых уровнях на входе (шумы) основные цепи формирования управляющего сигнала не работают. Через резистор R_{11} и диод $Д_4$ на сетку лампы УПТ с катода лампы шумоподавателя ($^1/_2$ 6Н2П) подается небольшое положительное напряжение. При этом через управляющие диоды протекает ток, вызывающий уменьшение усиления на величину около 7 *дб*. Если бы отсутствовало шумоподавление, то начальный участок характеристики проходил бы, как показано пунктирной линией. При появлении полезного сигнала (если уровень его превышает —42 *дб*) на выходе детектора, собранного по схеме с удвоением на диодах $Д_6$,

$Д_9$, образуется отрицательное напряжение, компенсирующее начальное напряжение на конденсаторе C_5. При этом усиление авторегулятора повышается. При пропадании полезного сигнала срабатывание шумоподавителя (заряд конденсатора C_5 через резистор R_{11}) происходит примерно через 300 *мсек.* При появлении сигнала восстановление шумоподавителя происходит через 3—5 *мсек* (время перезаряда конденсатора C_5).

Когда входной сигнал превышает уровень —35 *дб*, вступает в действие цепь основной регулировки (сжатие). Время срабатывания сжимателя составляет 2—3 *мсек,* время восстановления — около 0,8 *сек* (определяется произведением C_3R_{10}). В режиме сжатия управляющий ток определяется напряжением на сетке лампы УПТ, однако выходное напряжение катодного повторителя не все целиком прикладывается к управляемым диодам: большая часть его падает на резисторе R_3. оКгда уровень сигнала достигает 0 *дб*, напряжение на этом резисторе становится равным по величине напряжению стабилизации стабилитрона $Д_3$ и далее не меняется. Поэтому при дальнейшем увеличении сигнала ток через управляемые диоды возрастает очень резко — характеристика претерпевает излом, начинается режим ограничения.

Диоды $Д_4$ и $Д_5$ служат для разделения цепей основной регулировки и шумоподавления. Диоды $Д_{10}$, $Д_{11}$ ограничивают сигнал на сетке лампы шумоподавителя, чтобы не допустить ее перегрузки при больших входных уровнях. Данные трансформаторов следующие. Трансформатор $Тр_1$ выполнен на пермаллоевом сердечнике Ш10×15. Сеточная обмотка имеет 2 000 витков провода диаметром 0,12 *мм.* Обмотка для подключения диодов 2×200 витков провода диаметром 0,23 *мм.* Трансформатор $Тр_2$ намотан на сердечнике из стали Э-42 Ш 12×30. Первичная обмотка имеет 2×1 250 витков провода диаметром 0,19 *мм,* выходная обмотка — 500 витков провода диаметром 0,41 *мм.*

На рис. 35 приведена схема транзисторного ограничителя уровня. Вход и выход здесь симметричные

Сопротивления R_1, R_2 совместно с транзисторами T_1, T_2 образуют регулируемый делитель напряжения. Далее следует трехкаскадный усилитель на транзисторах T_3—T_8. Схема ограничителя — сквозная двухтактная. Связь между каскадами — непосредственная.

В усилителе две цепи отрицательной обратной связи. Между первым и вторым каскадом обратная связь по постоянному току через резисторы R_6 и R_7. Между выходным и первым каскадом — по постоянному и переменному току через резисторы R_{10} и R_{11}. Такая схема обеспечивает малые частотные и нелинейные искажения и хорошую температурную стабильность усилителя.

Благодаря тому, что выходной каскад выполнен по схеме эмиттерного повторителя и весь усилитель охвачен глубокой отрицательной обратной связью (около 30 *дб*), выходное сопротивление ограничителя очень мало. Это дает возможность подключить цепь управления непосредственно к первичной обмотке выходного трансформатора (обратная регулировка) без разделительного усилителя, включаемого обычно для устранения искажений, вызываемых нелинейностью выпрямительной схемы цепи управления.

Порог срабатывания ограничителя определяется стабилитроном $Д_1$ Ограничение начинается тогда, когда амплитуда напряжения на первичной обмотке выходного трансформатора превысит

напряжение стабилизации стабилитрона (7—8 *в*) и на конденсаторе C_2 появится напряжение, вызывающее прямой ток через переходы эмиттер — база транзисторов T_1, T_2. В режиме усиления на базы регулируемых транзисторов через резистор R_4 подается небольшое запирающее напряжение (+2 *в*). Это дает возможность

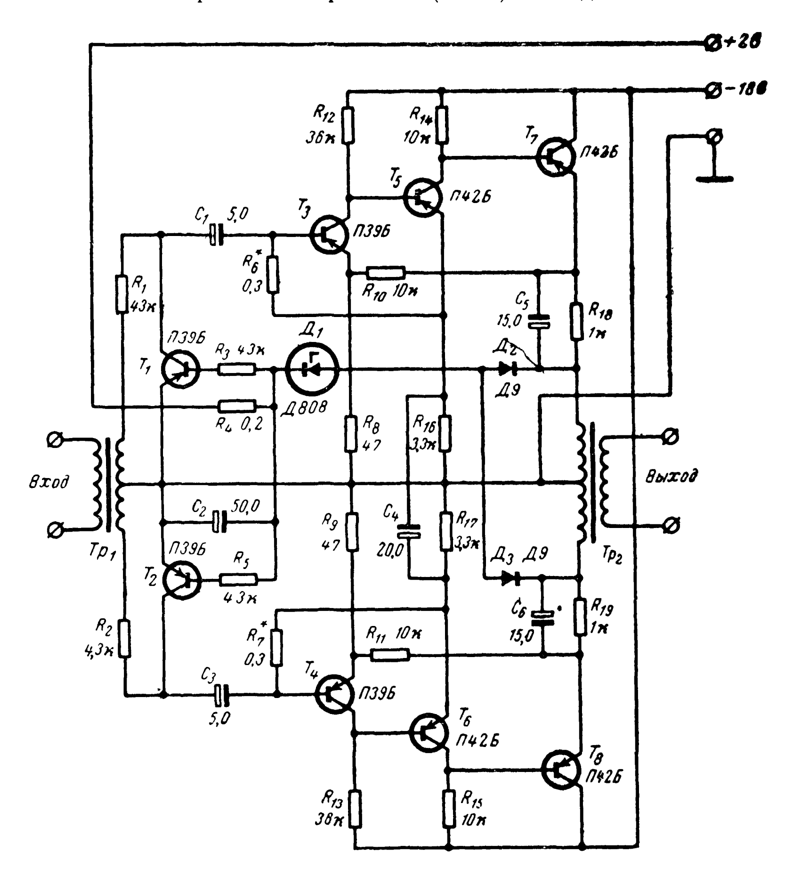


Рис. 35. Схема ограничителя на транзисторах.

получить максимальное сопротивление участка коллектор — эмиттер транзисторов и увеличить диапазон регулировки ограничителя. Данные трансформаторов следующие. Входной трансформатор Tp_1 выполнен на сердечнике Ш 5×5 из пермаллоя. Первичная обмотка имеет 1 000 витков провода диаметром 0,1 *мм*; вторичная — 2×200 витков провода диаметром 0,2 *мм*. Выходной трансформатор Tp_2 имеет сердечник Ш 12×25 из пластин Э-42. Первичная обмотка содержит 2×1 600 витков провода диаметром 0,19 *мм*; вторичная — 200 витков провода диаметром 0,55 *мм*.

Ограничитель имеет следующие технические данные:

Входное напряжение, соответствующее порогу ограничения	100 *мв*
Входное сопротивление	Не менее 3 *ком*
Номинальное выходное напряжение	0,7 *в*
Выходное сопротивление	Не более 10 *ом*
Номинальное сопротивление нагрузки	600 *ом*
Минимальное сопротивление нагрузки	75 *ом*
Превышение выходного напряжения:	
а) при перегрузке по входу 20 *дб*	Не более 0,5 *дб*
б) при перегрузке по входу 30 *дб*	Не более 1 *дб*
Неравномерность частотной характеристики в полосе частот 30—15 000 *гц*	Не более ± 0,5 *дб*
Коэффициент гармонических искажений:	
а) до порога ограничения в полосе 30—15 000 *гц*	Не более 1%
б) в режиме 10-кратного ограничения в полосе частот 100—5 000 *гц*	Не более 2%
в) то же в полосе 30—15 000 *гц*	Не более 3%
Уровень шумов	Не более — 66 *дб*
Время срабатывания	Не более 1 *мсек*
Время возврата	2 ± 0,5 *сек*
Потребление	0,6 *вт*

Схема очень простого сжимателя на транзисторах приведена на рис. 36. Транзистор T_1 является управляемым элементом в потенциометрическом делителе. Двухкаскадный усилитель на транзисторах T_2 и T_3 с непосредственной связью между каскадами охвачен отрицательной обратной связью (через резисторы R_6 и R_7),

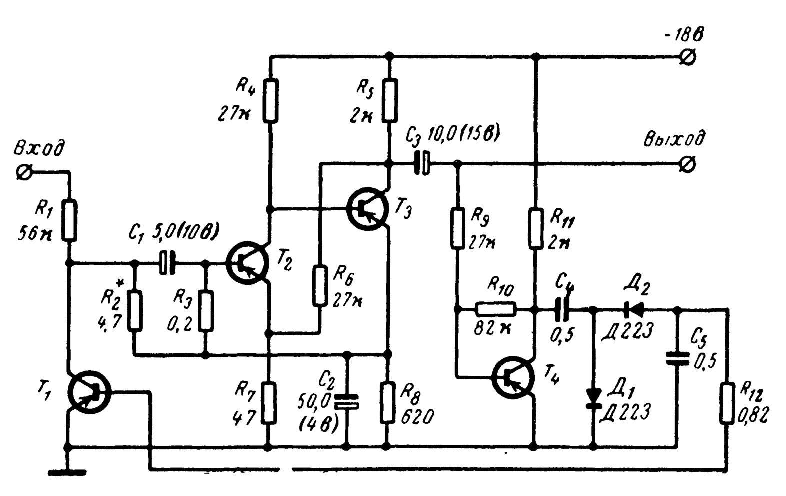


Рис. 36. Схема сжимателя на транзисторах.

благодаря чему входное сопротивление усилителя повышается, что необходимо для правильной работы управляемого узла.

В сжимателе применена обратная регулировка. Каскад на транзисторе T_4 служит развязкой основного канала и детектора на диодах $Д_1$ и $Д_2$, работающего по схеме удвоения.

Коэффициент сжатия динамического диапазона равен двум при максимальной величине сжатия около 20 *дб* Номинальное входное напряжение составляет 1,5 *в* При этом коэффициент передачи примерно равен единице.

Автоматическая регулировка уровня в аппаратуре магнитной записи

Эта разновидность авторегуляторов, по-видимому, представляет наибольший интерес для радиолюбителей, поскольку именно при магнитной записи впервые в радиолюбительской практике приходится сталкиваться с проблемой регулировки уровней.

При записи с приемника, телевизора, проигрывателя и т. п. особых трудностей не возникает, так как сигнал уже предварительно отрегулирован звукорежиссером. Пользуясь индикатором уровня, достаточно один раз на наиболее громком месте подобрать положение регулятора усиления и далее его не трогать. Иное дело, когда приходится записывать на ленту «живое» исполнение. В этом случае возможны непредвиденные изменения уровня как в ту, так и в другую сторону. При этом наблюдать за индикатором и производить регулировку приходится почти непрерывно. Однако и при самом тщательном наблюдении кратковременных перегрузок избежать нельзя. Если же не доводить ленту до полной намагниченности, оставлять «резерв» на непредвиденные перегрузки, то будет происходить ограничение динамического диапазона записи из-за ухудшения соотношения сигнал/шум.

В некоторых случаях непрерывная регулировка уровня вообще затруднена или даже невозможна, например при записи репортажей, речевых выступлений на собраниях и т. п.

Во всех этих случаях неоценимую услугу могут оказать автоматические регуляторы уровня. В магнитной записи эти регуляторы чаще всего называют системами АРУ (по аналогии с радиоприемными устройствами), однако, как правило, они имеют амплитудную характеристику ограничителя

Системы АРУ магнитофонов различного назначения сильно отличаются друг от друга качественными показателями и временными характеристиками. Например, в устройствах для записи речи — диктофонах — с целью получения наибольшей разборчивости необходимо иметь малое время восстановления (менее 0,5 *сек*), в то же время оправдано довольно большое время срабатывания (до 100 *мсек*), так как искажения из-за кратковременных перегрузок вполне допустимы. Понижены здесь требования и к другим видам искажений, помехам срабатывания. Это позволяет использовать простейшие управляемые звенья и несложную схему регулировки в целом.

В профессиональных репортажных магнитофонах эти требования более строгие Время срабатывания не должно превышать 3—5 *мсек*, нелинейные искажения 2÷3%, а помехи от регулировки не должны быть слышны

Столь же высокими показателями должны обладать авторегуляторы бытовых магнитофонов, предназначенные для записи музыки. Для большинства систем АРУ магнитофонов характерно большое время восстановления — от нескольких секунд до минуты, что связано со стремлением как можно меньше искажать динамику записываемого материала.

Ниже описаны некоторые схемные решения устройств для записи речи и музыки с автоматической регулировкой уровня.

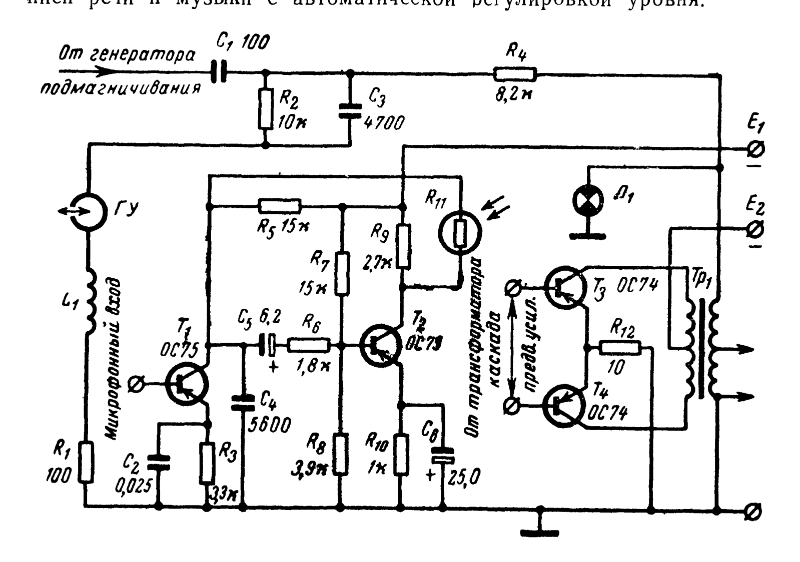


Рис. 37. Схема АРУ в диктофоне фирмы «Филипс».

Схема АРУ, примененная в диктофоне фирмы «Филипс», показана на рис. 37. Она работает следующим образом. По мере увеличения сигнала на выходе усилителя записи возрастает яркость свечения лампочки $Л_1$ Ее свет падает на фоторезистор R_{11} и, уменьшая его сопротивление, увеличивает отрицательную обратную связь между каскадами на транзисторах T_1 и T_2, поддерживая уровень записи постоянным. В подобной схеме можно использовать лампочку на 2,5 *в*, 0,15 *а*, фоторезистор ФСК. Транзисторы ОС-74 можно заменить на П39, а ОС-75 — на П106.

В автоматическом диктофоне конструкции А Румянцева регулировка усиления осуществляется в каскаде на транзисторе T_2 (рис. 38). Выходное напряжение усилителя детектируется диодами $Д_1$ и $Д_2$, сглаживается конденсатором C_{15} и в отрицательной полярности подается в цепь эмиттера регулируемого транзистора. При увеличении выходного сигнала ток эмиттера этого каскада уменьшается и усиление снижается.

С делителя R_{11}—R_{10}, R_9 на детектор подается напряжение противосмещения, определяющее порог ограничения. Автоматическая регулировка усиления работает в диапазоне входных уровней 200 *мкв*—2 *мв*. Помимо автоматической регулировки уровня записи

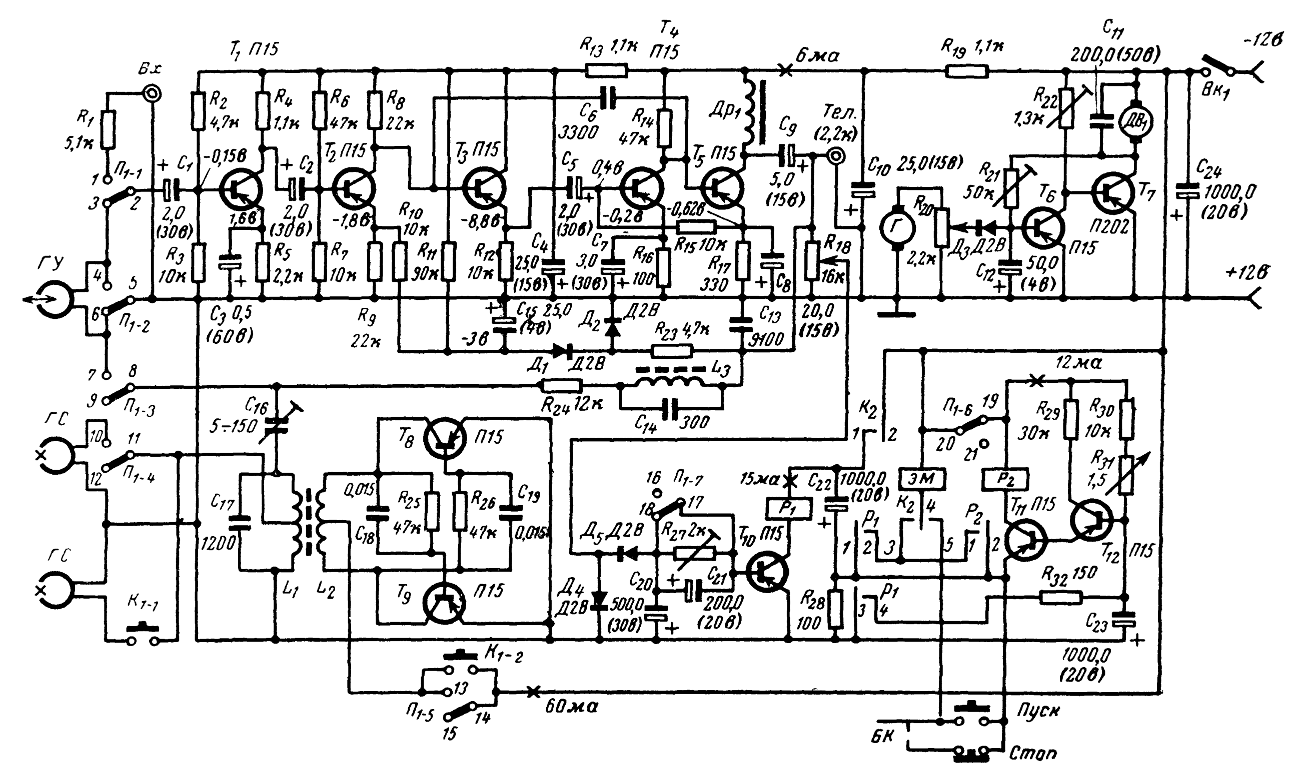


Рис. 38. Схема автоматического диктофона.

диктофон имеет автоматический запуск и остановку от входных звуковых сигналов (транзисторы T_{10}—T_{12}).

В схеме (рис. 39) АРУ магнитофона «Beocord 1000» (Дания) для управления сопротивлением диодов $Д_3$ и $Д_4$ используется каскад на транзисторе. В схеме хорошо устраняются помехи срабатывания. Детектор однополупериодный, собран по схеме с удвоением напряжения на диодах $Д_1$ и $Д_2$. Большая величина зарядного кон-

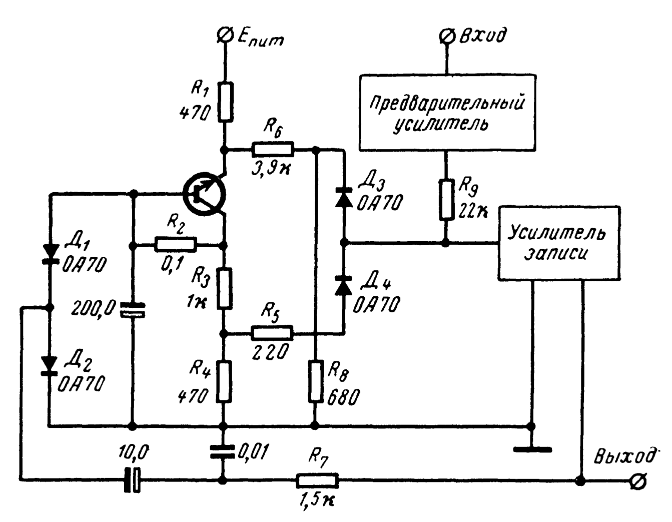


Рис. 39. Схема АРУ магнитофона «Beocord 1000» (Дания).

денсатора (200 *мкф*) обеспечивает необходимое время восстановления.

Рассмотрим автоматическую регулировку уровня записи репортерского магнитофона «R-5» производства Венгерской Народной Республики (рис. 40).

Сигнал после усиления тремя каскадами (транзисторы T_1, T_2 и T_3) подается на усилитель канала управления (транзистор T_5). После детектирования диодами $Д_2$ и $Д_3$ и фильтрации в цепи C_{11}, R_{16}, R_{15}, C_{10} управляющий сигнал подводится к базе транзистора T_4. С помощью делителя R_{28}, R_8 на эмиттере этого транзистора устанавливается постоянное опорное напряжение. Как только напряжение на базе превышает этот порог, транзистор T_4 открывается, его выходное сопротивление, включенное параллельно части регулятора R_7, уменьшается и на базу транзистора T_2 поступает меньшее напряжение сигнала. Одновременно уменьшается отрицательное смещение на базе транзистора T_2, уменьшая его коллекторный ток и усиление.

Положение контактов переключателей B_1, B_3 и B_4, показанное на схеме, соответствует режиму работы с АРУ. С помощью переключателя B_3 последовательно с переходным конденсатором C_8 включается конденсатор C_{12} меньшей емкости. При этом частотная характеристика приобретает спад в области низких частот, что не-

сколько уменьшает помехи срабатывания. Качество записи речи при этом не ухудшается. Диапазон регулировки (величина сжатия) устанавливается подстроечным резистором R_7, порог работы авторегулировки — подстроечным резистором R_{27}.

При работе без АРУ (при замкнутых верхних контактах переключателя B_1) усиление изменяется с помощью регулятора R_6. Цепочка $C_{13}R_{20}$ корректирует частотную характеристику в режиме воспроизведения (контакты переключателя B_2 замкнуты).

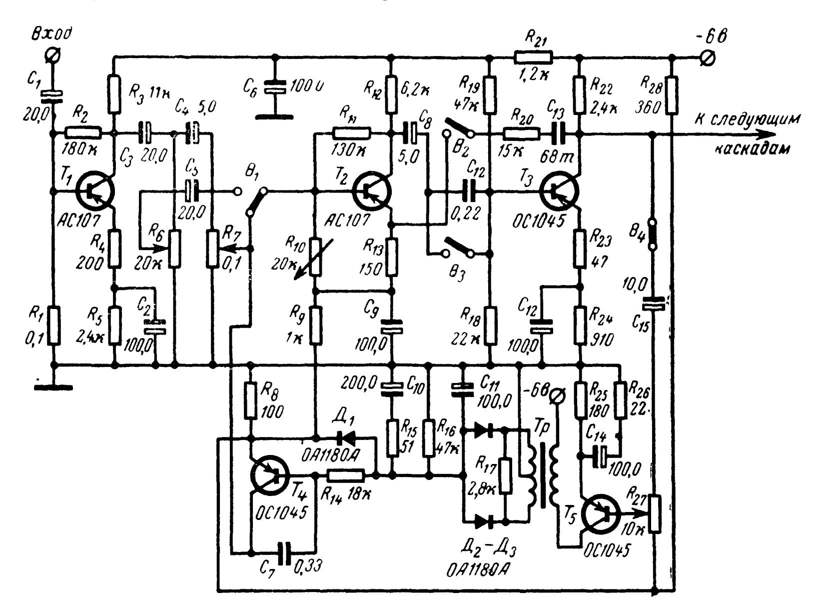


Рис. 40. Схема АРУ репортажного магнитофона «R-5» (ВНР).

Автоматическая регулировка в этой схеме поддерживает выходной уровень с точностью 1,5 *дб* при изменениях входного уровня на 20 *дб*. Номинальное входное напряжение при этом 0,25 *мв*. Нелинейные искажения при записи не превышают 5% (вместе с искажениями ленты).

Усилитель, схема которого приведена на рис. 41, предназначен для любительского четырехдорожечного стереофонического магнитофона. На рисунке изображен усилитель одного канала. Всего каскадов усиления здесь четыре (T_1, T_4, T_5 и T_6); остальные три транзистора — T_2, T_3 и T_7 — работают в системе автоматической регулировки уровня при записи.

Управляемым элементом является транзистор T_3, образующий совместно с резисторами R_{11} и R_{12} потенциометрический делитель. Для управления транзистором T_3 используется эмиттерный повторитель на транзисторе T_2. Управляющий сигнал образуется детектированием выходного напряжения с помощью транзистора T_7 и диода $Д_1$. Такая схема детектирования обеспечивает достаточно

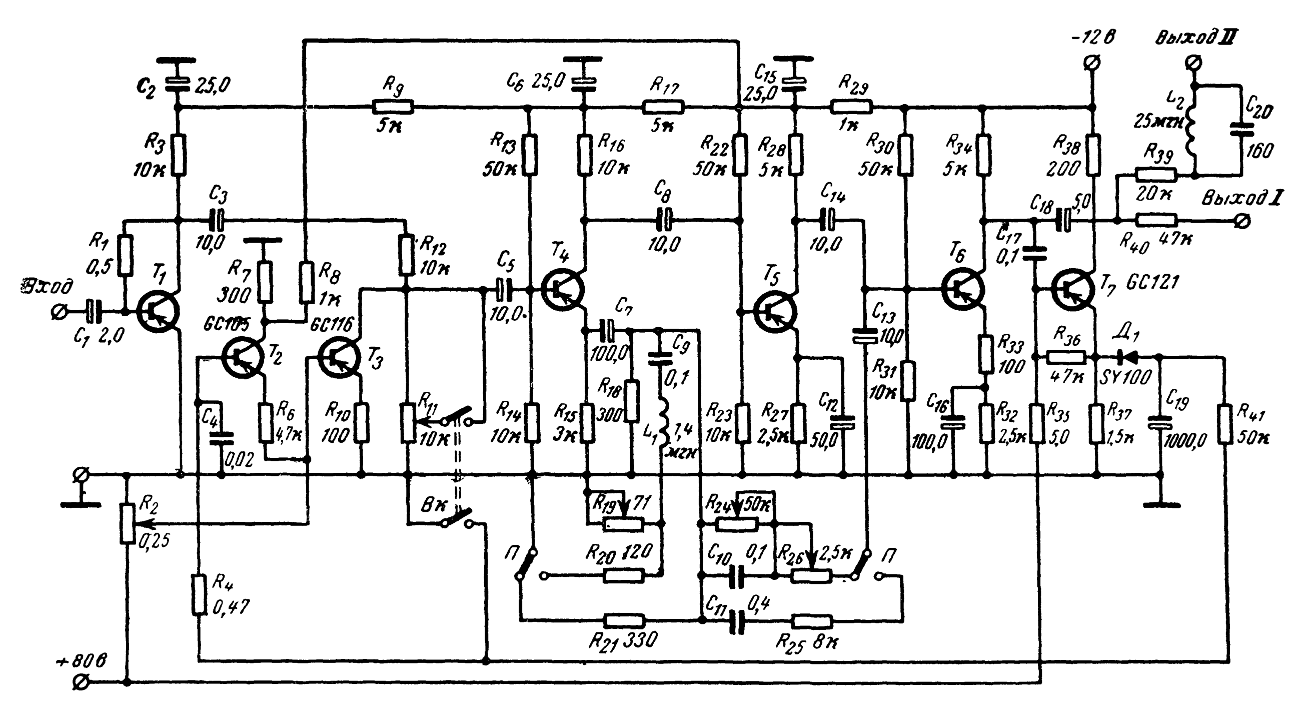


Рис. 41. Схема усилителя магнитофона с АРУ.

быстрый заряд конденсатора C_{19}, за счет чего уменьшается время срабатывания. С помощью делителя R_{35}, R_{36} на базу транзистора T_7 от источника +80 *в* подается запирающее напряжение, что обеспечивает пороговое действие регулировки.

Благодаря включению эмиттерного повторителя на транзисторе T_2 время разряда конденсатора и соответственно время восстановления авторегулятора довольно велико, что позволяет производить запись музыки без ощутимых динамических искажений. Для снижения величины неуправляемого начального тока коллектора на коллектор транзистора T_2 подается пониженное напряжение питания (делитель R_7, R_8), а на базу — положительное напряжение с регулятора R_2.

При работе без АРУ выход детектора закорачивается контактами выключателя *Вк*, а переменный резистор R_{11} работает в качестве регулятора усиления. Изменение коррекции в усилителе при переключении из режима записи в режим воспроизведения осуществляется переключателем *П*. *Выход I* используется при воспроизведении, *выход II* — для подключения универсальной головки при записи. Контур $L_2 C_{20}$ — фильтр-пробка для частоты подмагничивания.

Образцом очень тщательной разработки является схема автоматической регулировки уровня записи в профессиональном репортажном магнитофоне «Uher 1000 Report Pilot» (ФРГ). Как видно из схемы усилителя записи этого магнитофона (рис. 42), для авторегулировки используется фотоэлектронное устройство, аналогичное примененному в схеме, изображенной на рис. 37. В цепь отрицательной обратной связи между коллектором транзистора T_2 и эмиттером транзистора T_1 включен фоторезистор R_{12}. Фоторезистор освещается лампочкой накаливания *Л*, которая питается выходным напряжением канала управления. Лампочка и фоторезистор размещены в специальном светонепроницаемом кожухе.

Канал управления состоит из вспомогательного усилителя на транзисторах T_7, T_8 и специального усилителя АРУ (транзисторы T_9—T_{12}). Включение АРУ осуществляется с помощью выключателя B_3 и переключателя $П_1$ (этому режиму соответствует показанное на схеме положение контактов). Регулировка здесь обратная, сигнал в канал управления подается непосредственно после регулируемого звена (точка соединения резисторов R_{13}, R_{14} и R_{15}). Цепь частотной коррекции (переключается для различных скоростей записи переключателем $П_3$) включена между эмиттерами транзисторов T_3 и T_6. Кроме того, нагрузкой транзистора T_6 является транзитор T_5, работающий как частотнозависимое сопротивление. Элементы схемы подобраны так, что усиление каскада пропорционально частоте. Это дает возможность подключать записывающую головку непосредственно к выходу усилителя без добавочного линеаризующего сопротивления, на котором обычно теряется значительная часть мощности звуковой частоты. Такая схема облегчает получение достаточного тока записи при малом напряжении питания.

Канал управления подключен к точке схемы, предшествующей частотной коррекции. Такой же сигнал (т. е. «некорректированный») требуется для индикатора уровня и контрольного прослушивания перед записью (как говорят, «до ленты»), поэтому напряжение для этого берется с выхода вспомогательного усилителя на транзисторах T_7, T_8 с линейной частотной характеристикой. Однако в магнитофоне имеется возможность по желанию вести прослуши-

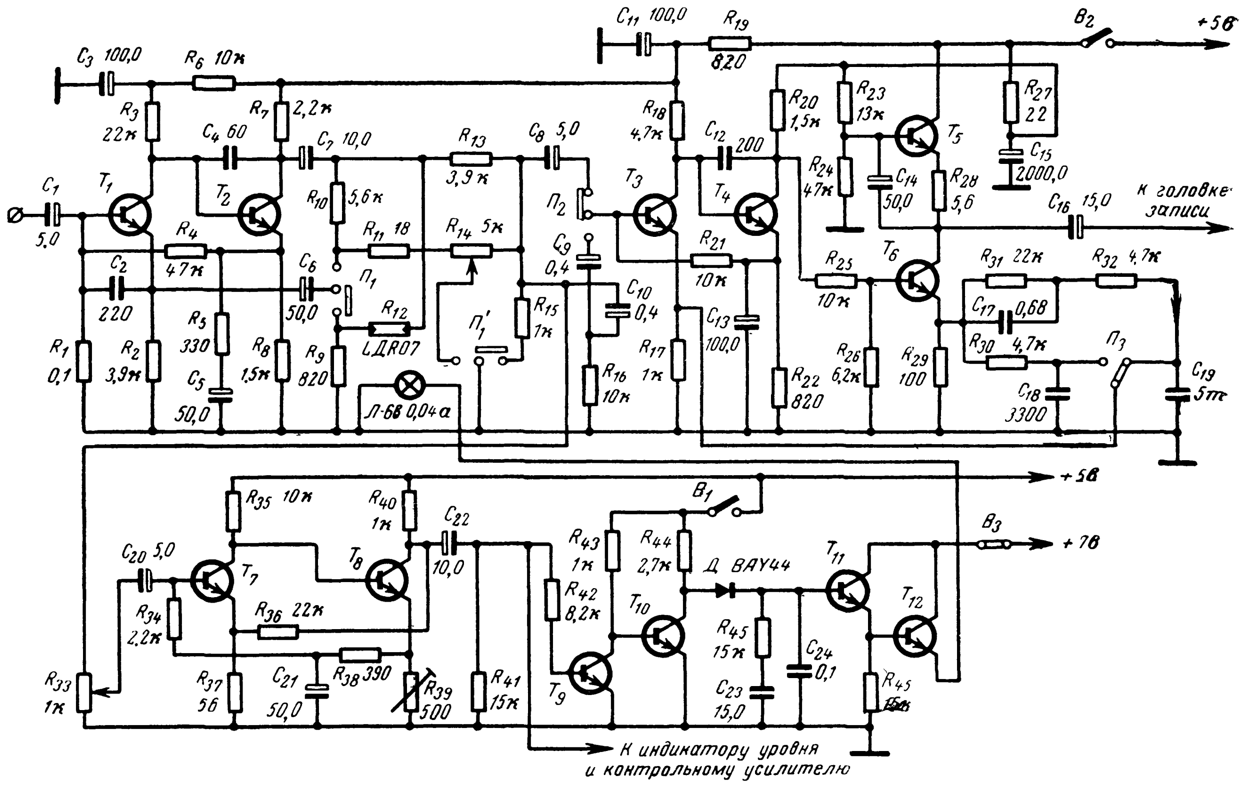


Рис. 42. Схема усилителя записи магнитофона «Uher 1000 Report Pilot» (ФРГ).

вание и контроль за уровнем во время записи и на выходе усилителя воспроизведения («после ленты»).

Интересна схема включения регулятора уровня записи R_{14}, работающего при отключенной АРУ. В этом случае движок резистора R_{14} соединяется с «землей». При перемещении движка в левое (по схеме) положение уменьшается глубина отрицательной обратной связи между первым и вторым каскадом, так как уменьшается нижнее плечо делителя, образованного резисторами R_{10}, R_{11} и частью резистора R_{14}, находящейся левее движка. При крайнем левом положении регулятора резистор R_2 шунтируется (по переменному току) резистором R_{11}. При этом обратная связь минимальна, а усиление — максимально.

Наоборот, при перемещении движка в правое положение увеличивается обратная связь и одновременно увеличивается затухание делителя, образованного резистором R_{13} и частью регулятора R_{14}, расположенной правее движка. Такая схема дает очень большой диапазон регулировки (до 60 *дб*). При этом за счет увеличения обратной связи уменьшается опасность перегрузки входных каскадов при больших входных сигналах. Еще одной особенностью усилителя записи является наличие фильтра верхних частот C_9, R_{16}, C_{10} с частотой среза около 100 *гц*, который включается переключателем $П_2$. Его назначение — подавлять низкочастотные составляющие окружающего шума при записи репортажей.

Вернемся к описанию схемы авторегулировки уровня записи в этом магнитофоне. Транзистор T_9 в канале управления работает в режиме детектора. Резистор R_{42} предотвращает появление нелинейных искажений в контрольном канале из-за детектирования эмиттерным переходом транзистора T_9. Транзистор T_{10} является усилителем однополярных импульсов, поступающих далее на времязадающий фильтр R_{45}, C_{23}, C_{24}.

Диод *Д* предотвращает быстрый разряд конденсаторов фильтра при уменьшении уровня сигнала Далее следует составной эмиттерный повторитель на транзисторах T_{11}, T_{12}, нагрузкой которого является лампочка накаливания *Л*. Благодаря высокому входному сопротивлению эмиттерного повторителя время разряда конденсаторов фильтра довольно велико (до 30 *сек*), однако время восстановления авторегулировки зависит от длительности воздействия и величины перегрузки; фильтр имеет особенности, описанные ранее в гл. 5 (см. рис. 26). Время срабатывания около 30 *мсек*, определяется в основном инерционностью лампочки накаливания и фоторезистора.

Диапазон работы системы АРУ около 36 *дб*. Порог начала регулировки устанавливается регулятором R_{33}. Все транзисторы, использованные в схеме, — кремниевые, планарно-эпитаксиальные: T_{12} — типа АС 127, остальные — типа ВС 109.

Расширители динамического диапазона

Расширители восстанавливают динамику сигнала, сжатую вначале для осуществления передачи или консервации программ с помощью устройств, имеющих ограниченный собственный динамический диапазон.

Наилучшие результаты могут быть получены в том случае, если процесс расширения имеет взаимообратный характер по отношению к первоначальному процессу сжатия Здесь имеется в виду

взаимообратность амплитудных характеристик регулировки. Кроме того, необходимо, чтобы временные характеристики процессов регулировки при сжатии и расширении были согласованы.

Полностью выполнить эти условия практически не удается, поскольку чаще всего сжатие осуществляется вручную и условия преобразования уровней при этом весьма разнообразны. Однако экспериментально установлено, что наилучшие результаты получаются при равномерном расширении поступающего динамического диапазона, т. е. в случае, когда амплитудная характеристика расширителя в логарифмических координатах линейна. Такой вид характеристик желателен и с точки зрения стандартизации таких устройств, а при автоматическом сжатии это делает реальной возможность полного восстановления первоначальных градаций громкости.

Помимо выполнения этих требований, расширитель должен иметь малые нелинейные искажения, а паразитные помехи от регулировки и собственные шумы должны быть сведены к минимуму. Управление расширителем должно исключать неправильную работу всего звуковоспроизводящего устройства за счет рассогласованной диаграммы уровней. Наиболее частые ошибки при этом — несоответствие входного диапазона сигнала диапазону расширения (смещение уровней), а также перегрузка акустического агрегата максимальными уровнями на выходе расширителя. В этих случаях для установки и поддержания правильного режима желательно иметь индикатор уровня хотя бы простейшего типа. О некоторых других требованиях будет сказано ниже при рассмотрении конкретных схем.

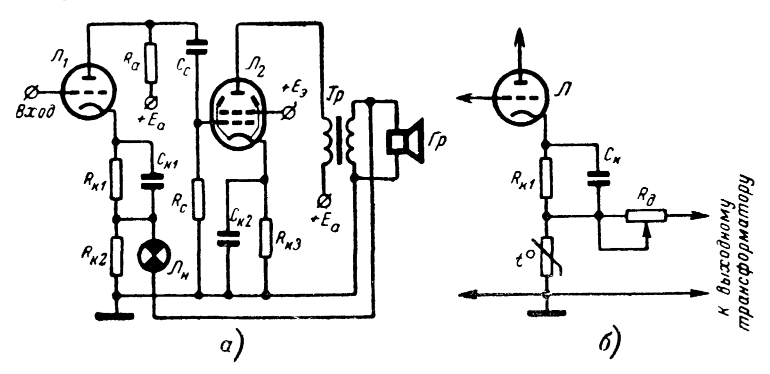


Рис. 43. Схемы простейших расширителей.

Первые схемы расширителей чаще всего в качестве управляемых элементов имели лампочки накаливания, включаемые в цепь отрицательной обратной связи, как это показано на рис 43,*а*. Здесь с ростом выходного напряжения увеличивается ток через лампочку $Л_н$. При этом из-за повышения температуры нити сопротивление лампочки увеличивается, а глубина обратной связи уменьшается. Таким образом, громкость сильных сигналов еще более возрастает. Достоинством схемы является ее простота, отсутствие паразитных помех от регулировки, а также весьма малые нелинейные искаже-

ния, поскольку управляемый элемент из-за довольно большой тепловой инерции нити для мгновенных значений сигнала представляет собой линейный двухполюсник.

К недостаткам такой схемы можно отнести малую величину расширения, нелинейность характеристики расширения, небольшой диапазон расширения (практически регулировка происходит лишь на самых больших уровнях), большое время срабатывания (сотни миллисекунд). Для достижения приемлемой инерционности (десятки миллисекунд) и уменьшения потерь звуковой мощности, потребляемой цепью регулировки, требуются сверхминиатюрные маломощные лампочки накаливания

Аналогичные показатели имеет схема, приведенная на рис. 43,*б*, в которой в качестве управляемого элемента используется терморезистор. Схема его включения в цепь отрицательной обратной связи изменена по сравнению с предыдущим случаем, поскольку зависимость сопротивления от протекающего тока иная — с увеличением температуры сопротивление уменьшается. Благодаря большому диапазону изменения сопротивления терморезистора в данной схеме можно получить более глубокую регулировку, чем в предыдущей. В остальном преимущества и недостатки этой схемы те же, что и ранее Оба вида регулируемых элементов могут включаться в цепи отрицательной обратной связи как ламповых, так и транзисторных усилителей, важно лишь обеспечить управляющий ток достаточной величины

Схема более совершенного расширителя, примененная в радиовещательных приемниках фирмы «Körting» (ФРГ), приведена на рис. 44. Здесь сигнал после усиления первым каскадом на лампе $Л_1$ подается на делитель, состоящий из цепочки постоянных резисторов (R_5, R_8, R_{10} и R_{14}) и внутреннего сопротивления триодной части лампы $Л_3$. Лампа $Л_2$ образует канал управления: триодная часть служит для усиления, диодная — для детектирования управляющего напряжения.

После фильтрации двухзвенным *RC*-фильтром R_{12}, C_6 и R_{16}, C_7 управляющее напряжение отрицательной полярности поступает на сетку управляемого каскада. При отсутствии сигнала сетка имеет нулевое смещение, ток триодной части лампы $Л_3$ максимальную, а ее внутреннее сопротивление — минимальную величину, поэтому начальный коэффициент передачи схемы мал. По мере увеличения входного сигнала увеличивается управляющее напряжение, возрастает внутреннее сопротивление лампы, растет коэффициент передачи.

Режимом расширения можно управлять с помощью трехступенчатого переключателя $П_1$; ступени *I*, *II* и *III* соответствуют трем степеням расширения динамического диапазона: малой, средней, большой. При этом одна группа контактов изменяет сопротивление плеча делителя в цепи основного сигнала, другая образует ступенчатый делитель сигнала в канале управления (резисторы R_1, R_2 и R_3). Показанное на схеме положение переключатель соответствует максимальному расширению. При ненажатых клавишах переключателя амплитудная характеристика линейна.

Особую роль в схеме выполняет разделительный конденсатор C_8, включенный последовательно с регулируемым сопротивлением в потенциометрическом звене. Благодаря такому включению регулировка становится частотнозависимой. Как известно, чувствительность слуха различна для звуков разной высоты. Кроме того, эта

зависимость меняется при изменении громкости. Так, при уменьшении общего уровня воспроизведения низкие частоты на слух ослабляются значительно сильнее, чем средние. Для того, чтобы при регулировке уровня не изменялся характер и тембр звучания, в радиоприемниках применяются так называемые тон-компенсированные регуляторы громкости, схемы и действие которых общеизвестны.

Аналогично работает цепь частотной коррекции в рассматриваемом сжимателе. Влиянием разделительного конденсатора C_8

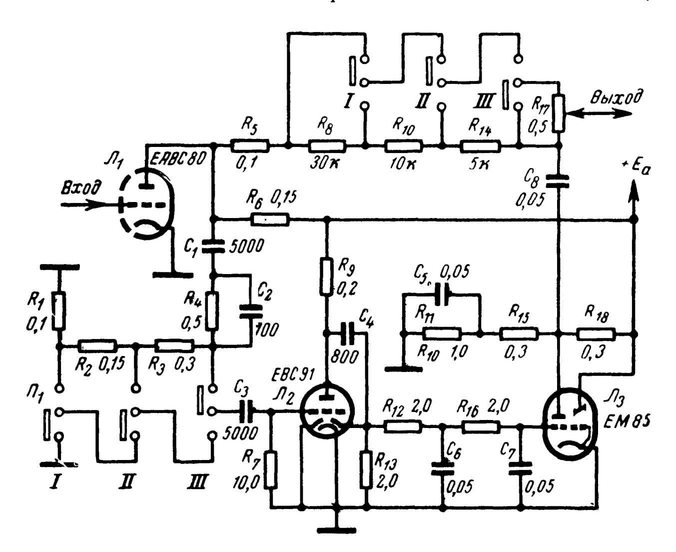


Рис. 44. Схема расширителя динамического диапазона для радиовещательного приемника.

можно пренебречь лишь при большом сигнале. В этом случае сопротивление триодной части лампы $Л_3$ значительно превышает реактивное сопротивление конденсатора C_8 на низких частотах и частотная характеристика делителя линейна.

При уменьшении сигнала сопротивление параллельной ветви делителя на нижних частотах за счет влияния конденсатора уменьшается значительно медленнее, чем на средних и высоких. Это вызывает подъем частотной характеристики в области низких частот, который компенсирует субъективное занижение уровня этих частот из-за уменьшения громкости.

Подобная коррекция оправдана лишь в случае, если первоначально при сжатии динамического диапазона также вводилась соответствующая коррекция. Дело в том, что при сжатии также наблюдается смещение естественных уровней и звукорежиссеры, ведущие запись, пользуются специальными корректорами для поддержания правильного частотного баланса, который может нарушаться в силу ряда причин, в том числе и из-за сжатия диапазона.

Помимо рассмотренной коррекции, описываемая схема имеет некоторый завал низших частот в цепи управления. Это сделано для того, чтобы при попадании на вход интенсивных низкочастотных сигналов величина расширения была неполной. Это исключает перегрузку выходных каскадов усилителя низкой частоты, так как в трансформаторных УНЧ, как правило, перегрузка на низких частотах наступает раньше, чем на средних и высоких. Собственные нелинейные искажения расширителя достаточно малы, поскольку величина полезного сигнала на аноде управляемой лампы менее 80 *мв*.

В данной схеме используется однотактное управляемое звено, поэтому приняты меры для снижения помех срабатывания, которые возникают при резких изменениях анодного тока управляемой лампы. Включение двухзвенного фильтра с большой постоянной времени для сглаживания управляющего напряжения уменьшает крутизну фронта нарастания паразитного импульса, а низкочастотные составляющие спектра помехи не проходят через разделительный конденсатор C_8. Однако время срабатывания расширителя при такой фильтрации составляет сотни миллисекунд, что далеко не оптимально.

Лампа $Л_3$ (электронносветовой индикатор) выбрана в качестве управляемой, чтобы использовать ее одновременно в качестве индикатора величины расширения. Глазок «сходится» при отрица-

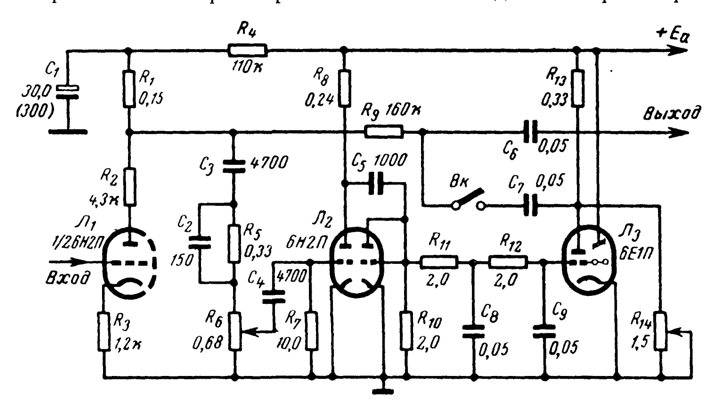


Рис. 45. Схема расширителя на отечественных лампах.

тельном напряжении на сетке, соответствующем верхней границе динамического диапазона.

На рис. 45 приведена аналогичная схема расширителя, выполненная на отечественных лампах. Регулировка величины расширения производится с помощью переменного резистора R_6, а максимальное расширение устанавливается с помощью установочного регулятора R_{14}. Выключатель расширения *Вк* может быть совмещен с регулятором R_6.

В комбинированной радиоустановке «Hymnus Hi—Fi» (Телефункен, ФРГ) авторегулятор снабжен переключателем, позволяющим работать в трех режимах: «Сжиматель», «Расширитель», «Нормально» (выключение авторегулировки). Как видно из схемы

(рис 46), работа в режиме расширения аналогична рассмотренным выше случаям При переключении в режим сжатия сигнал из анодной цепи первого каскада подается на сетку регулируемого каскада (лампа $Л_3$), куда одновременно поступает регулирующее напряжение из канала управления, работающего на лампе $Л_2$ Сигнал к последующим каскадам УНЧ снимается с анодной нагрузки лампы

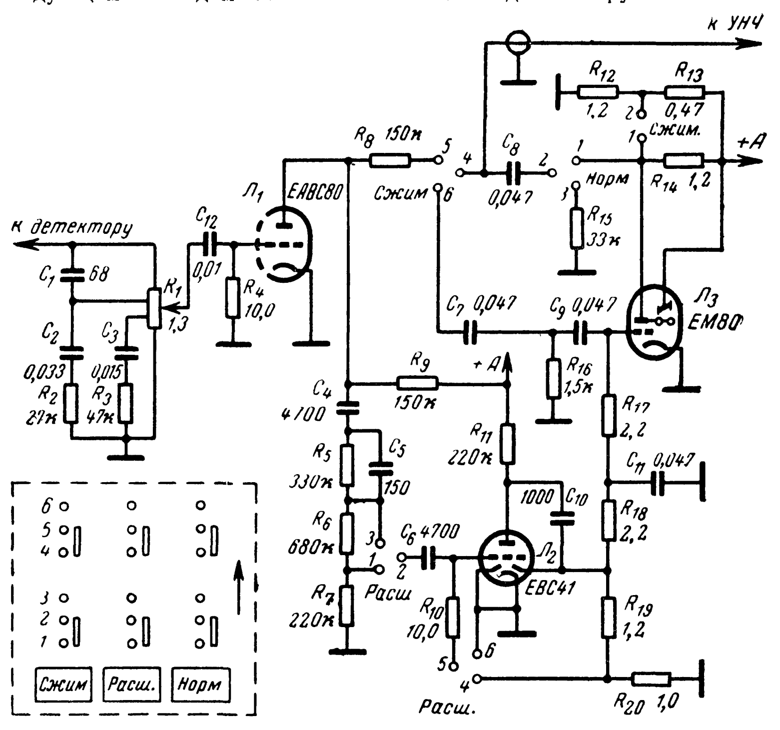


Рис. 46. Схема автоматической регулировки динамики в комбинированной радиоустановке «Hymnus Hi—Fi» (Телефункен).

$Л_3$. Таким образом, в режиме сжатия регулируемая лампа работает не как переменное сопротивление, а как каскад с переменным усилением. Регулировка в обоих случаях прямая.

Для получения амплитудных характеристик нужной формы наряду с коммутацией в цепях прямого канала переключатель режимов делает необходимые переключения в канале управления. При сжатии на сетку лампы $Л_2$ поступает переменное напряжение меньшей величины, чем при расширении. Кроме того, на ту же сетку подается часть регулирующего напряжения для уменьшения усиления каскада при больших входных сигналах. Если этого не сделать, возможна перерегулировка. Максимальная величина расширения — 10 *дб*, максимальная величина сжатия около 8 *дб*. О глубине регулировки, как и в предыдущих схемах, можно судить по индикатору лампы $Л_3$.

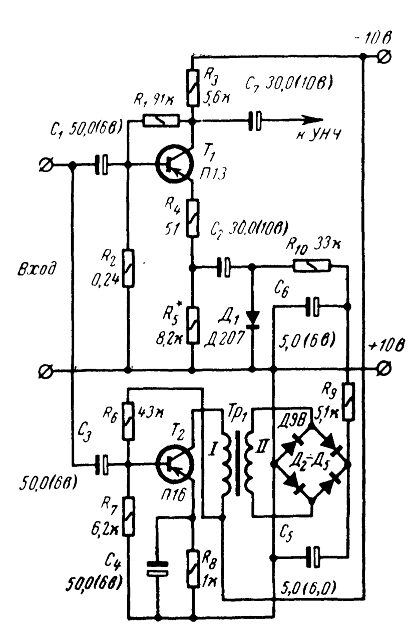


Рис. 47. Простой транзисторный расширитель.

Режим сжатия может оказаться полезным, например, при прослушивании утренних передач во время сборов на работу, когда желательно, чтобы громкость была достаточной для восприятия речевой информации (последние известия, объявления и т. д.), а музыкальные отрывки, звучащие громче, должны быть уравнены по громкости с речью, чтобы как можно меньше мешать спящим членам семьи или соседям.

Расмотрим теперь несколько транзисторных схем расширителей. На рис. 47 приведена довольно простая схема, в которой регулировка осуществляется за счет изменения глубины отрицательной обратной связи в каскаде усиления.

Параллельно сопротивлению R_5 в цепи эмиттера транзистора T_1 через разделительный конденсатор C_2 подключен диод $Д_1$, сопротивление которого уменьшается при увеличении прямого тока. При этом обратная связь уменьшается, а усиление возрастает. Канал управления включает в себя усилительный каскад на транзисторе T_2, переходный трансформатор $Тр_1$, мостовой выпрямитель на диодах $Д_2 \div Д_5$, фильтр $C_5 R_9 C_6$. Трансформатор $Тр_1$ выпол-

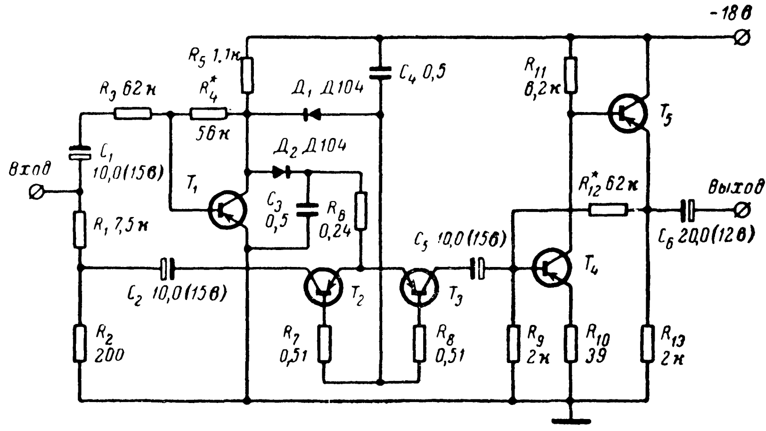


Рис. 48. Схема транзисторного расширителя.

няется на сердечнике из стальных пластин Ш8, толщина набора 8 *мм,* сборка встык. Первичная обмотка *I* содержит 2 000 витков, вторичная *II* — 1 500 витков провода ПЭЛ диаметром 0,12 *мм.*

В расширителе, изображенном на рис. 48, управляемое звено выполнено на транзисторах, работающих в качестве изменяемых сопротивлений делителя, образованного транзисторами T_2, T_3 и входным сопротивлением каскада на T_4. Последовательное встречное включение двух транзисторов управляемого узла позволяет

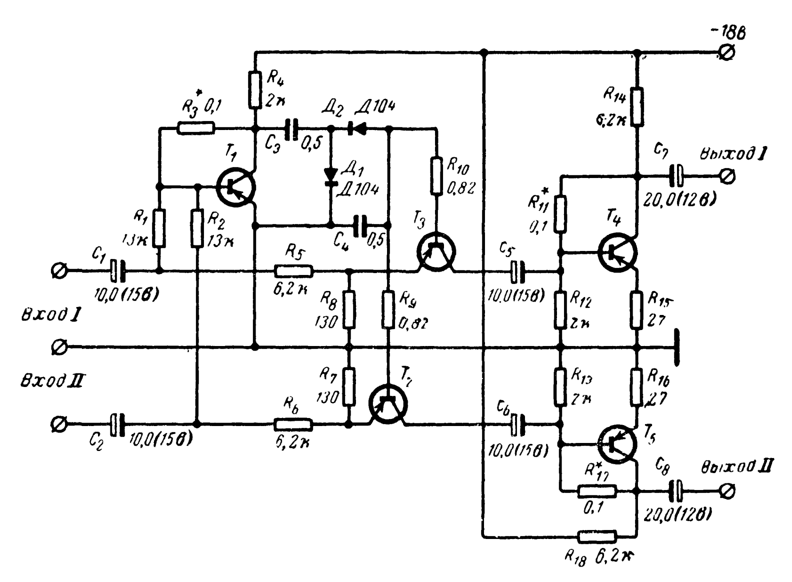


Рис. 49. Двухканальный расширитель.

компенсировать четные гармоники, возникающие из-за нелинейности характеристик транзисторов. Кроме того, при такой схеме включения помехи срабатывания имеют ничтожную величину. Канал управления состоит из усилительного каскада T_1, детекторов (диоды $Д_1$ и $Д_2$), зарядных конденсаторов C_3, C_4 и дополнительных резисторов R_7 и R_8. Элементы канала управления подобраны так, чтобы время срабатывания составляло около 3 *мсек,* а время восстановления 250 *мсек.* После управляемого звена сигнал усиливается каскадом на транзисторе T_4. На выходе включен эмиттерный повторитель T_5.

Основные данные этого расширителя следующие:

Степень расширения динамики $\gamma_p = 1{,}7$ (входной диапазон 26 *дб* преобразуется в 46 *дб*, при линейности амплитудной характеристики не хуже 1 *дб* во всем диапазоне расширения).

Входное и выходное напряжение, соответствующее верхней границе диапазона расширения, — 1,5 *в.*

Входное сопротивление — 3 *ком.*

Выходное сопротивление — 100 *ом.*

Минимальное сопротивление нагрузки — 600 *ом.*

Неравномерность частотной характеристики в полосе частот 31,5—16 000 *гц* —не более 1 *дб.*

Коэффициент нелинейных искажений — не более 1,5%.

Уровень шумов — не более — 60 *дб.*

Схема расширителя, изображенная на рис. 49, содержит два канала, управляемых одновременно суммарным сигналом, что дает возможность использовать его в стереофонической звуковоспроизводящей установке. В управляемых звеньях работает по одному транзистору, поэтому нелинейные искажения здесь могут превысить 2%. Отсутствуют выходные эмиттерные повторители и возможна работа лишь на сравнительно высокоомную нагрузку (не менее 10 *ком*). В остальном параметры такие же, что и у предыдущей схемы. В обеих схемах могут быть использованы низкочастотные транзисторы типа МП40-МП42 или им подобные.

Повышение эффективности любительской радиотелефонной связи с помощью автоматической регулировки НЧ-сигнала

При статистическом распределении амплитуд, характерном для речевого сигнала, получается, что если мы отрегулируем уровень модулирующего сигнала так, чтобы наиболее громкие звуки вызывали модуляцию несущей на 100%, то средний коэффициент модуляции будет равен 0,1—0,2 (10—20%).

От коэффициента модуляции зависит мощность боковых полос, представляющих собой полезную излучаемую мощность, определяющую громкость приема.

При неглубокой средней модуляции помехоустойчивость передачи сравнительно низка, поскольку при приеме тихо произнесенные звуки (слоги, слова и даже фразы) маскируются помехами, в то время как мощность передатчика используется не полностью. Улучшить помехоустойчивость передачи можно путем сжатия динамического диапазона, т. е. увеличением уровня слабых звуков до уровня сильных. При приеме это проявляется как увеличение средней громкости и разборчивости речи, что эквивалентно включению более мощного передатчика. Если среднее значение коэффициента модуляции повысить от 0,2 до 0,8 (в 4 раза), то средняя мощность боковых полос возрастает в 16 раз. Такое «умощнение» передатчика происходит за счет улучшения его к. п. д. (отношение мощности боковых полос к полной излучаемой мощности) при сохранении прежней максимальной мощности. При однополосной модуляции сжатие динамики не увеличивает к. п. д. передатчика, но средняя мощность, громкость и разборчивость при приеме увеличиваются в той же мере, как и при обычной AM.

Для сжатия речи подойдет любая из схем сжимателей, приведенных в этой брошюре, однако, как уже указывалось, наилучший эффект будет получен, если самые слабые звуки будут «подтянуты» до уровня сильных. Амплитудная характеристика такого сжимателя похожа на характеристику ограничителя, где ограничение

начинается при уровнях, находящихся на 20—30 *дб* ниже максимальных, соответствующих громким звукам. Такой метод иногда называют «предельной компрессией» динамического диапазона. О его эффективности можно судить по рис. 50, где приведена зависимость смысловой разборчивости речи на приемном конце от соотношения помеха/сигнал в случае работы с сжимателем и без него. Из рисунка видно, что разборчивость 60% (минимально допустимое значение при связи) можно получить в случае предельной компрессии при отношении помеха/сигнал 6 *дб*, в то время как при обычной передаче отношение помеха/сигнал должно быть не хуже 14 *дб* Выигрыш в помехоустойчивости достигает 8 *дб*.

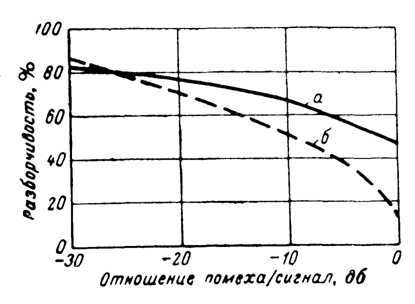


Рис. 50. Зависимость разборчивости от относительного уровня помех.

а — при предельной компрессии; *б* — без сжатия.

На рис. 51 приведена схема сжимателя-ограничителя, который обеспечивает изменение выходного напряжения не более чем на 2 *дб* при изменении входного на 40 *дб*.

Схема регулировки здесь потенциометрическая. Входной сигнал подается на делитель напряжения, образованный сопротивлением R_1 и выходным сопротивлением транзистора T_1, охваченного глубокой отрицательной обратной связью. Величина выходного со-

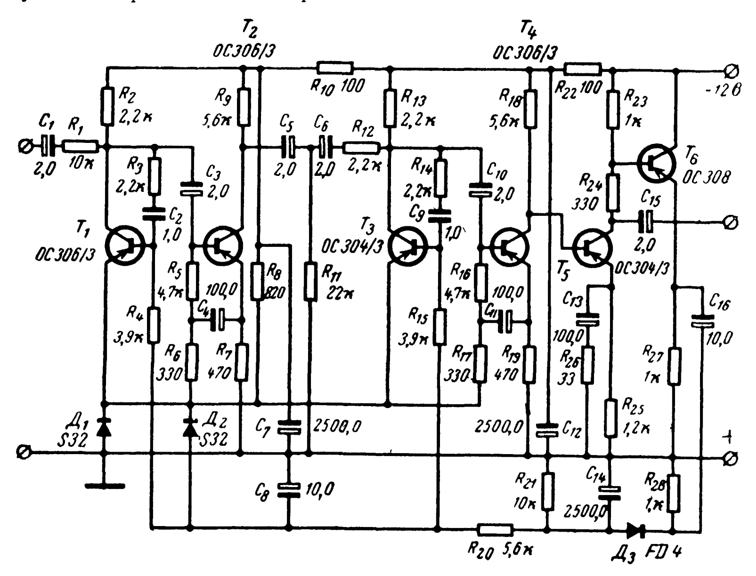


Рис. 51. Схема транзисторного сжимателя.

противления зависит от тока коллектора. При подаче отрицательного напряжения на базу выходное сопротивление транзистора уменьшается, уменьшая коэффициент передачи делителя.

Сигнал, усиленный каскадом на транзисторе T_2, подается на второе звено регулировки (T_3), работающее аналогично первому. Далее следуют два каскада усиления на транзисторах T_4 и T_5. Эмиттерный повторитель на транзисторе T_6 разделяет цепи регулировки и основного сигнала. Управляющее напряжение снимают с нагрузки детектора, собранного на диоде $Д_3$. Необходимые временные характеристики и сглаживание пульсаций управляющего напряжения обеспечиваются фильтром C_{14}, C_8, R_{20}. Благодаря включению в схему кремниевых диодов $Д_1$ и $Д_2$ обеспечивается пороговое действие ограничителя (задержанная АРУ) и стабилизация режимов транзисторов T_4—T_6.

Как и в устройствах АРУ диктофонов, при любительской связи допустимы нелинейные искажения большей величины, чем при передаче или записи музыки. Также можно снизить требования к подавлению помех срабатывания, поэтому здесь можно применять сравнительно простые схемы (подобно только что описанной) с однотактным включением управляемых звеньев, с однополупериодным детектированием управляющего сигнала, увеличенным до нескольких десятков миллисекунд временем срабатывания и другими упрощениями.

На рис. 52 приведена схема еще одного сжимателя, использованного в радиолюбительском передатчике. Здесь сигнал от микрофонного усилителя, выполненного на транзисторе T_1, подается на регулируемый усилитель (лампа 6К3). В канале управления имеется усилитель (один триод лампы 6Н2П), детектор $Д_2$, $Д_3$ и фильтр R_6, C_4. Постоянная времени цепи заряда конденсатора C_4 довольно велика, что обеспечивает малую величину помехи срабатывания. Чтобы предотвратить перегрузку модулятора при резких скачках входного уровня, когда цепь управления не успевает сработать, имеется амплитудный ограничитель на диодах $Д_5$, $Д_6$, начинающий работать при амплитуде напряжения на выходе 0,3 *в*. Характеристика сжатия такова, что при изменении сигнала в точке *А* от 0,01 до 1,0 *в* напряжение в точке *Б* изменяется от 0,15 до 0,35 *в* (при выключенном ограничителе). Выходной трансформатор микрофонного усилителя имеет следующие данные: сердечник из пермаллоевых пластин Ш4, толщина набора 6 *мм*, первичная обмотка *I* содержит 270 витков провода ПЭЛ 0,1, вторичная обмотка *II* — 2 700 витков ПЭЛ 0,06. Микрофон, примененный в устройстве, типа МД-55.

Как уже указывалось в предыдущей главе, непременным условием эффективной работы инерционных сжимателей должна быть достаточно малая величина времени возврата. Довольно высокая эффективность при допустимых искажениях для передачи речи в условиях помех получается при времени восстановления 50—100 *мсек* («слоговые компрессоры»). Для работы с корреспондентом, находящимся в особенно тяжелых условиях приема, можно рекомендовать применение безынерционного ограничителя, работа которого принципиально связана с появлением нелинейных искажений сигнала. Однако при небольшой величине ограничения — 10—12 *дб* (напомним, что величиной ограничения называется отношение амплитуды, которую имел бы сигнал при отсутствии ограничения к амплитуде ограниченного сигнала) качество речи оста-

ется удовлетворительным, а помехоустойчивость (разборчивость в условиях шумов) значительно лучше, чем при сжатии инерционным ограничителем. Предельное, до 40—50 *дб*, ограничение («клиппирование») применяется в любительской связи довольно редко, поскольку речь искажается настолько, что невозможно узнать говорящего по голосу; однако разборчивость такой речи довольно высока.

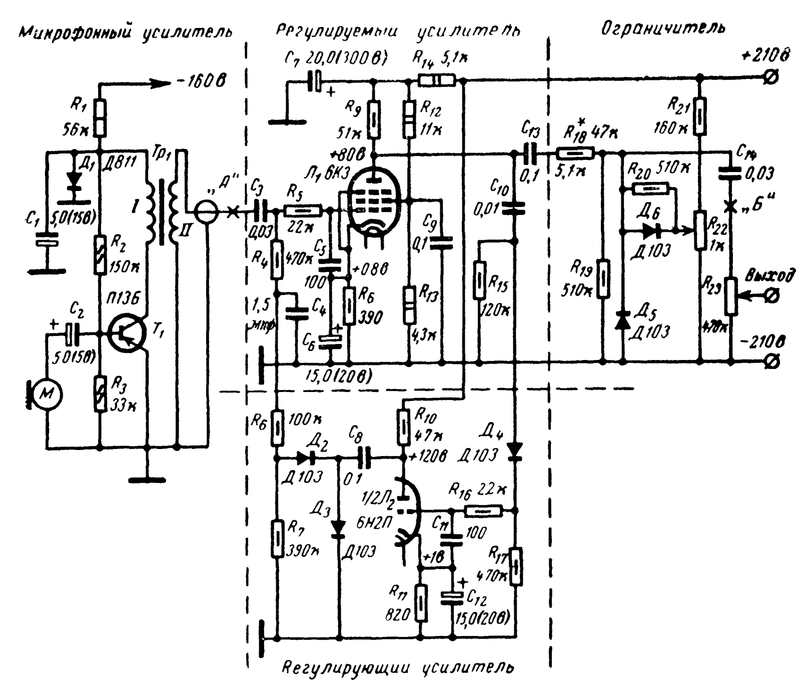


Рис. 52. Схема устройства для повышения эффективности любительской радиотелефонной связи.

Довольно простая схема микрофонного усилителя с амплитудным ограничением сигнала приведена на рис. 53. Она рассчитана на применение низкоомного динамического микрофона, например, типа МД-55. В качестве ограничительных элементов использованы кремниевые диоды типа Д105. Ограничение наступает, когда амплитуда сигнала на выходе усилителя превышает 0,5 *в*; при этом прямое сопротивление диодов резко уменьшается и шунтирует нагрузку усилителя. Назначение фильтра L_1, L_2, C_7, C_8, C_9, R_7 — ограничить полосу передаваемого сигнала до 3—4 *кгц* В противном случае спектр излучения передатчика был бы недопустимо широким (до 30—40 *кгц*) за счет высших гармонических составляющих, появляющихся при ограничении сигнала. Кроме того, фильтрация этих побочных продуктов преобразования способствует улучшению субъективных характеристик «ограниченной» речи.

Данные катушек L_1 и L_2 следующие: число витков по 600, провод ПЭШО 0,1; намотка на ферритовых кольцах 1 500 НМ с внешним диаметром 16 *мм,* внутренним диаметром 8 *мм* и толщиной 5 *мм.* Усилитель питается от батареи КБС-Л-0,5, потребляемый ток около 1,5 *ма.*

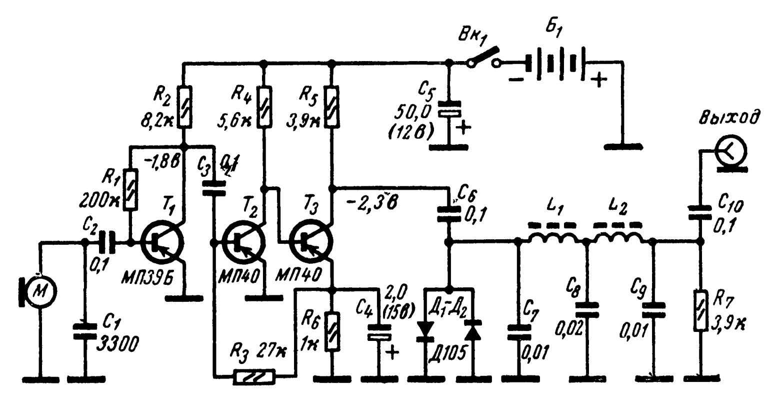


Рис. 53. Микрофонный усилитель с амплитудным ограничителем.

Помимо диодных, могут применяться также ламповые и транзисторные ограничители. Пример использования транзистора в ограничительном каскаде приведен на рис. 54. Благодаря применению низковольтного источника питающего напряжения и специальному выбору режима транзистора достигается симметричное ограничение сигнала: при положительной полярности входного напряжения — за счет отсечки коллекторного тока, при отрицательной полярности — за счет насыщения транзистора. Симметричного ограничения добиваются путем подбора резистора R_2. Назначение диода $Д_1$ совместно с резистором R_1 — предупреждать заряд конденсатора C_1 и смещение рабочей точки транзистора из-за детектирования сигнала эмиттерным переходом. В противном случае нарушалась бы симметричность ограничения при изменениях входного напряжения. Ограничение начинается при величине входного сигнала 0,3—0,4 *в.* Амплитуда напряжения на выходе при ограничении около 3 *в.*

Рис. 54. Амплитудный ограничитель на транзисторе.

Интересно познакомиться с более сложными методами ограничения сигнала. Основная задача совершенствования таких систем состоит в уменьшении вредного влияния продуктов гармонических и интермодуляционных искажений, возникающих при ограничении.

Один из таких методов заключается в следующем. Как известно, в спектре речи преобладают низкочастотные составляющие (200—500 *гц*), а с ростом частоты величина спектральных состав-

ляющих уменьшается. В то же время низкие частоты в малой степени влияют на разборчивость, которая прежде всего зависит от уровня согласных звуков, имеющих основные спектральные составляющие на частотах выше 1 000 *гц*. Получается, что низкочастотные составляющие оказывают маскирующее действие на высокочастотные, и разборчивость ухудшается. Еще в большей степени сказывается это вредное влияние низких частот при ограничении. Здесь сильное маскирующее действие на остальной спектр оказывают гармоники низких частот, претерпевающих ограничение в первую очередь из-за их большой амплитуды.

Разборчивость речи при ограничении значительно возрастает, если перед ограничителем «выровнять» спектр речи, включив цепочку частотной коррекции, обеспечивающую равномерный подъем в сторону высоких частот с крутизной 6 *дб* на октаву. Иногда эту операцию называют «дифференцированием», так как требуемая характеристика получается с помощью простейшей дифференцирующей RC-цепочки. В частности, подобная коррекция применена в схеме рис. 53. Здесь величины переходных конденсаторов C_2, C_3, C_6 и конденсатора C_4 в цепи отрицательной обратной связи подобраны таким образом, чтобы получался подъем частотной характеристики в сторону высоких частот. При таком выравнивании спектра все составляющие сигнала ограничиваются более равномерно и продукты искажений оказывают меньшее маскирующее действие.

ЛИТЕРАТУРА

1. Нюренберг В. А, Млодзеевская И. А., Автоматические регуляторы уровня вещательных передач, Связьиздат, 1963

2. Горон И. Е., Радиовещание, Связьиздат, 1944.

3. Папернов Л. З., Индикаторы уровня, изд-во «Связь», 1964.

4. Нюренберг В. А., Ограничитель уровня, Вестник связи, 1951, № 11.

5. АРУ записи в диктофоне, «Радио», 1968, № 4.

6. Румянцев А., Автоматический диктофон, «Радио», 1964, № 5.

7. Зыков Н., Усилитель НЧ с экспандером, «Радио», 1966, № 2.

8. Расщепляев Ю., Транзисторный экспандер, «Радио», 1963, № 9.

9. Криворученко В., Солопов В., Повышение эффективности передатчика при АМ, «Радио», 1967, № 2.

10. Поляков В., Микрофонный усилитель для эффективной АМ, «Радио», 1968, № 6.

11. Черняк Н. А., Азарх И. С., Новая аппаратура для передачи программ вещания по объединенным телефонным каналам, «Электросвязь», 1964, № 11.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Цена 23 коп.